MANUALE DEGLI SCR

TRIAC E ALTRI TIRISTORI

VOL. I
DI GENERAL ELECTRIC

MANUALE DEGLI SCR

TRIAC E ALTRI TIRISTORI

VOL. I
DI GENERAL ELECTRIC

GRUPPO
EDITORIALE
JACKSON
Via Rosellini, 12
20124 Milano

MANUALE DEGLI SCR

Gli schemi elettrici inclusi in questo manuale servono per illustrare delle tipiche applicazioni di vari semiconduttori, e non sono intesi nel senso di informazioni costruttive, immediatamente applicabili. Sebbene si sia dedicata tutta la cura possibile alla loro preparazione e revisione, la General Electric Corporation non assume alcuna responsabilità per qualsivoglia conseguenza indesiderata che derivi dal loro impiego.

I dispositivi a semiconduttore illustrati, e le relative applicazioni, sono coperti da brevetti della General Electric e di altre aziende. Quindi, né le informazioni esposte nel manuale, né peraltro la vendita di semiconduttori General Electric sottintendono la cessione di qualunque brevetto, o la rinuncia a qualunque brevetto, sia per i dispositivi a semiconduttore che per i vari e diversi impieghi. In assenza di uno scritto affermativo appositamente rilasciato dalla General Electric, la Casa non assume alcuna responsabilità per violazioni di brevetto e danni relativi, che possano derivare dall'impiego dei semiconduttori nei più diversi sistemi di utilizzazione, anche da parte di chi acquista i semiconduttori o da parte di terzi.

Il Gruppo Editoriale Jackson ringrazia per il prezioso lavoro svolto nella stesura dell'edizione italiana la signora Francesca di Fiore e l'Ing. Roberto Pancaldi.

Stampato in Italia da:
S.p.A. Alberto Matarelli - Milano - Stabilimento Grafico

Fotocomposizione CorpoNove - tel. (035) 22.33.63-22.33.65

PREMESSA

Il quindicesimo anniversario della prima edizione dello "SCR Manual"

La pubblicazione di questo Manuale, coincide con il sedicesimo anno, rispetto alla prima introduzione sul mercato dello SCR da parte della General Electric. Anche se ancora "minorenne", lo SCR è divenuto il più importante dispositivo a semincoduttore nel campo della conversione delle potenze elettriche senza parti in movimento, e nei sistemi di controllo.

La rapidissima affermazione dello SCR, è avvenuta contemporaneamente a quella del manuale General Electric dello SCR. Dopo l'emissione di una nota applicativa nell'ormai lontano 1958, il manuale General Electric relativo alle applicazioni dello SCR è stato edito con una cadenza periodica, ed è stato sempre rivisto ed ampliato mantenendo la medesima impostazione pratica, oltre che teorica, e rappresentando una buona guida alle applicazioni da parte di progettisti, studenti, insegnanti e sperimentatori. Questa edizione è stata scritta da un gruppo di ingegneri e tecnici, che virtualmente, "vivono" nel campo della conversione dell'energia effettuata tramite elementi allo stato solido. Gli autori sono a contatto continuo con i progettisti di apparecchiature, quindi raccolgono di continuo le confidenze ed ascoltano i problemi di questi addetti all'elaborazione di sistemi che utilizzano semiconduttori di potenza. In tal modo gli autori hanno acquisito un'esperienza che non ha eguali nella problematica specifica, ed hanno letteralmente e fattivamente contribuito allo sviluppo di quei progetti che prevedevano l'impiego dei tiristori di vario genere, apportando all'ideazione dei dispositivi la loro particolare esperienza, con quella dei predecessori.

Questo manuale, rispetto all'edizione originale precedente, è stato completamente rivisto nei dettagli. Sono state introdotte anche delle tematiche completamente nuove, che riflettono le innovazioni tecniche nell'impiego degli SCR che sono emerse durante gli ultimi cinque anni. Tali innovazioni, tuttavia, non sono riportate in capitoli a parte, ma ciascun capitolo è stato ampliato ed aggiornato, mantenendo la propria validità. In tal modo, chi ha familiarità con l'edizione anteriore, sarà avvantaggiato dalla medesima impostazione, per il rapido rintraccio dei temi necessari.

Vi sono due tendenze fondamentali nel campo degli SCR; una ha portato a quell'incremento nella sicurezza e nelle migliori prestazioni che serve per il lavoro nei sistemi militari ed industriali, l'altra al perfezionamento delle tecniche della produzione di massa degli SCR che servono per applicazioni domestiche e generiche, con una drastica riduzione nei prezzi. L'una e l'altra appariranno evidenti scorrendo questo manuale. Si sono infatti inclusi molti più dettagli nei parametri degli SCR professionali,

così come molte più applicazioni pratiche. Le informazioni date, indicano al progettista come è possibile giungere all'ottima utilizzazione degli SCR incapsulati in plastica che in genere s'impiegano nelle produzioni di apparecchiature che prevedono delle serie molto importanti dal punto di vista numerico. In ogni caso, si è messa ogni cura nel cercar di mantenere il manuale conciso, e soprattutto utile come informazione di base, per tutta la materia inerente.

Speriamo che il manuale possa essere utile ed interessante per i tanti lettori che desiderano delle informazioni pratiche, aggiornate.

J.W. Ritcey
General Manager,
Semiconductor Products Deveploment
Auburn, New York.

RINGRAZIAMENTI

Questo manuale è giunto in USA alla sua sesta edizione. Un ringraziamento va a tutti coloro che hanno contribuito alle precedenti edizioni, gettando le basi di un'affascinante tecnologia:

A.A. Ademire
J.L. Brookmire
J.H. Galloway
F.W. Gutzwiller
E.K. Howell
D.V. Jones
H. Kaufman
H.R. Lowry
N.W. Mapham
J.E. Mungenast
R.M. Muth
T.A. Penkalski
G.E. Snyder
T.P. Sylvan
E.E. Von Zastrow.

INTRODUZIONE

Non abbiamo introdotto in questa nuova edizione del Manuale degli SCR delle variazioni per il solo gusto di cambiare. Piuttosto, abbiamo fatto tesoro delle domande di spiegazioni ulteriori che i progettisti ed i lettori ci hanno inviato dopo la lettura delle edizioni precedenti, negli ultimi anni. Rispetto alle altre edizioni, in questa vi sono certamente più innovazioni e dettagli. Comunque, il nostro principale obiettivo, è stato mantenere la tradizionale chiarezza, la concisione e la mancanza di complicazione dell'opera.

COME SI PUÒ CONDURRE IL PROPRIO APPRENDIMENTO SUGLI SCR

Se il lettore ha una certa familiarità con lo SCR, e desidera avere una guida per le applicazioni pratiche, il manuale rappresenta una guida molto completa. Se servono delle informazioni e delle indicazioni ancor più dettagliate su di un determinato soggetto, si può far riferimento alla bibliografia riportata al termine di ciascun capitolo, così come al vasto elenco delle "Application notes".

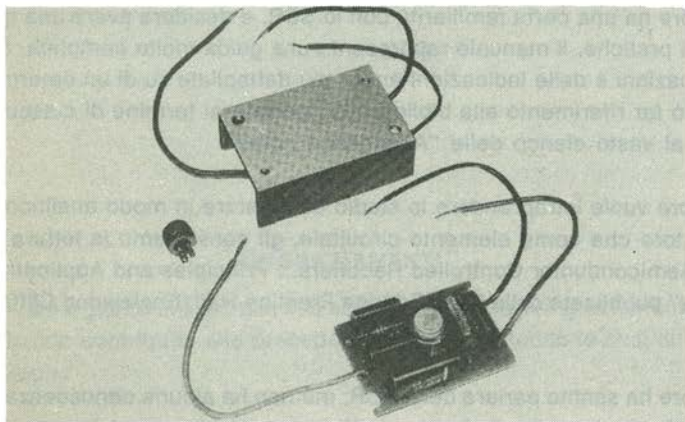
Se il lettore vuole intraprendere lo studio del tiristore in modo analitico, sia come semiconduttore che come elemento circuitale, gli consigliamo la lettura dell'ottimo manuale "Semiconductor Controlled Rectifiers... Principles and Applications of p-n-p-n Devices" pubblicato dalla Casa Editrice Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, U.S.A.

Se il lettore ha sentito parlare dello SCR, ma non ha alcuna conoscenza fondata in merito e vuole condurre il proprio apprendimento per via essenzialmente pratica, forse il testo migliore è il "General Electric Electronics Experimenters' Circuit Manual". Si tratta di un manuale che descrive una quarantina di ingegnosi circuiti e progetti, utili sia per comprendere l'elettronica in genere che per avere una guida alla costruzione di apparecchiature pratiche utili nella casa, nell'auto, nel laboratorio. Il manuale detto, è opera degli stessi progettisti delle applicazioni dei prodotti GE che hanno contribuito a tante opere di grande successo, ciascuno nel proprio campo di competenza, e parla dell'impiego sia degli SCR che di altri dispositivi vari a semiconduttore.

BREVE DESCRIZIONE DELLO SCR

Lo SCR è il primo ed il più noto esponente della categoria dei tiristori, che sono una classe o una "famiglia" di semiconduttori. Tutti i membri più giovani di tale "famiglia" hanno la caratteristica di autoagganciamento (rigenerativo) che contraddistingue lo SCR basilare.

Essi, comprendono il triac, il diodo interruttore bidirezionale, l'interruttore controllato al silicio (SCS), gl'interruttori al silicio unilaterali e bidirezionali (SUS, SBS), nonché i sistemi eccitati dalla luce, che fanno parte della categoria LASCR. Alla famiglia dei tiristori si sono aggiunti di recente lo SCR complementare, il transistore unigiunzione programmabile (PUT) ed il "trigger asimmetrico" (assymmetrical trigger).

Ma torniamo al capostipite della famiglia, al quale è intitolato il manuale. Lo SCR è un semiconduttore ... un rettificatore ... un interruttore statico autoallacciante ... in grado di funzionare in qualche microsecondo ... ed un sensibile dispositivo amplificatore. *Non si tratta* di un transistor troppo cresciuto, ma di un dispositivo diverso che può sopportare tensioni e correnti molto più ampie sia nel lavoro continuo durante i picchi, e che alla fin fine, può controllare più watt per lire!

Essendo comunque un dispositivo al silicio lo SCR è compatto, statico, può essere sigillato ermeticamente, o passivato, mentre funziona in modo assolutamente silenzioso, ed è quasi del tutto insensibile agli effetti delle vibrazioni e dei colpi. Uno SCR correttamente progettato e prodotto, non ha lati deboli, che lo predispongono per la rottura anche a medio-lungo termine. Se è scelto correttamente in merito alla funzione che deve svolgere, e protetto da eventi distruttivi esterni, ha in pratica una vita operativa senza limiti, anche se è impiegato in un'atmosfera un po' corrosiva. Di conseguenza, si possono ottenere miliardi di cicli di lavoro anche in ambienti esplosivi e caustici che provocherebbero la fine prematura di altri sistemi di commutazione.

Essendo *un rettificatore* lo SCR conduce in una sola direzione. Ciò è comunque un vantaggio quando il carico pilotato funziona in CC; proprio grazie alla caratteristica

detta, lo SCR serve ad esempio, *contemporaneamente* da sistema di rettificazione e controllo nei caricabatterie regolati.

Essendo un *interruttore ad autoallacciamento*, lo SCR funziona nella conduzione e nell'interdizione, ma in modo diverso dai tubi elettronici e dai transistori che di base sono delle speci di resistenze variabili (anche se è possibile impiegare anche questi altri elementi come interruttori). Lo SCR può essere portato nella conduzione da una corrente applicata per un istante al gate (basta un impulso che duri una frazione di microsecondo), mentre i tubi ed i transistori (per non dire dei relais nella loro configurazione basilare) necessitano di un segnale continuo di pilotaggio nello stato di "ON". Brevemente dicendo, lo SCR si *autoallaccia* nello stato di conduzione, mantenendo uno "stato di memoria" relativo, utile per varie funzioni. Lo SCR può essere innescato, ovvero portato nella condizione di "ON" in circa un microsecondo, e nell'interdizione o stato di "OFF" in 10 o 20 microsecondi; se questi dati sembrano già abbastanza brillanti, diremo che dagli studi che proseguono continuamente, ci si aspettano dei parametri ancor migliori, a breve tempo.

Proprio così come un interruttore o il contatto di un relais hanno specifiche molto precise relative alle tensioni ed alle correnti che possono sopportare, così lo SCR ha i propri parametri principali specificati in termini di tensione di picco e corrente diretta. La General Electric, offre una gamma completa di SCR, che possono sopportare delle correnti che vanno da 1/4 di A, a 2.000 A RMS, e delle tensioni che giungono sino a 5.000V, mentre scriviamo. Se occorre il controllo di tensioni o di correnti ancor più elevate di quelle dette, gli SCR possono essere posti in serie o in parallelo.

Lo SCR può anche essere considerato *un amplificatore*. I più piccoli SCR General Electric, si bloccano nella conduzione con un segnale di controllo dell'ordine dei pochi microwatt che durino pochi microsecondi. Questi SCR, sono in grado di commutare carichi dalla potenza di centinaia di W. Nel profilo del guadagno nel controllo della potenza, si hanno quindi dei valori di oltre 10 milioni di volte, il che fa dello SCR uno tra i più sensibili sistemi di controllo odiernamente disponibili. Impiegando un transistor unigiunzione dal basso costo come elemento di innesco che piloti un potente SCR, si può ottenere un sistema di accensione atto a controllare dei carichi tanto ampi da poter valutare il guadagno in miliardi di volte, e non teoricamente, ma in modo del tutto pratico. Lo straordinario guadagno nei sistemi di controllo offerto dagli SCR, rende possibile la realizzazione d'interruttori elettronici che funzionano con dei segnali estremamente bassi, come quelli ricavati da termistori, da fotoresistenze al solfuro di cadmio e da altri trasduttori economici ed in grado di operare grandi potenze.

Molti dei vantaggi spiegati in precedenza per gli SCR, valgono anche per altri elementi della famiglia dei tiristori che saranno illustrati più avanti nel manuale. Tra l'al-

tro, le limitazioni e gli svantaggi manifestati dai primi tiristori divengono sempre meno significanti, man mano che gli anni passano. Nei modelli nuovi vi sono degli elevati potenziali di barriera, e la possibilità di conduzione bidirezionale, che eliminano molti problemi legati ai transistori di tensione ed ai valori inversi. I tiristori ad alta velocità, permettono il funzionamento a frequenze ultrasoniche od anche quando si presentano delle condizioni dinamiche di lavoro assai critiche; è interessante notare che il costo sempre più basso dei semiconduttori che ci interessano rende possibile l'eliminazione dei vari e costosi sistemi protettivi, semplicemente adottando dei tiristori dalle correnti e dalle tensioni molto più elevate di quelle normali di lavoro.

È anche interessante notare che vi sono degli SCR e dei tiristori appositamente previsti per ogni genere di applicazione ... industriale, militare, aerospaziale, commerciale, di consumo ... ed attualmente a *prezzi più bassi che mai*.

La miglior indicazione di come si diffondono rapidamente gli SCR, può essere ricavata dall'esame dell'impiego dei modelli plastici nei semplici giocattoli ed in tutte quelle applicazioni dall'ampia diffusione, laddove anche le cinquanta lire incidono sul costo finale.

Elenchiamo di seguito alcuni sistemi di controllo convenzionali, ed elementi di controllo, che possono essere migliorati o sostituiti dai vari tipi di tiristore:

Tiratron
Relé
Amplificatori magnetici
Tubi Ignitron
Sistemi M/G
Reostati
Transistori di potenza
Starter per motori
Trasformatori
Interruttori di massima
Trasformatori eroganti una tensione costante
Reattori saturabili
Contatti e blocchi di contatti
Autotrasformatori variabili
Fusibili
Timers
Tubi a vuoto (valvole)
Termostati
Variatori meccanici di velocità
Interruttori centrifughi
Puntine platinate nell'accensione delle autovetture

Si può quindi dare un grande benvenuto alla famiglia dei tiristori, alla relativa cir-

cuiteria, e pensare seriamente a tutte le possibilità di applicazione, che spaziano nei più disparati campi. Relativamente alle applicazioni, si deve tenere a mente che il materiale riportato in questo manuale è inteso solo come guida per gli sviluppi originali. Non si tratta sempre di schemi da prendere alla lettera. Tuttavia, il materiale esposto è vagliato dalla pluriennale esperienza degli autori, e se non è completamente definito, dà sempre un buon punto di partenza, sicuro, per effettuare tutte le elaborazioni che si vogliono, anche quelle, uniche, che si attagliano a specialissimi problemi.

In particolare, si addita all'attenzione del lettore il Capitolo 10, del volume 2 di prossima pubblicazione "La scelta del Tiristore più adatto e la prova del progetto completo". Nel capitolo detto, si è cercato di tracciare una sorta di "mappa verso il miglior successo" nella progettazione con i tiristori, che evitano difetti e fastidi, e con quelle piccole "malizie" che gli autori del libro hanno dovuto imparare con il sistema più difficile: il lavoro al banco.

SOMMARIO

SICUREZZA

I semiconduttori di potenza possono essere impiegati in sistemi nei quali può essere in gioco la sicurezza personale o delle apparecchiature. Tutte le parti, compresi i semiconduttori di potenza possono guastarsi in vari modi, e di conseguenza far funzionare i sistemi che li impiegano in modo erroneo. Vi sono diverse tecniche circuitali, ben note, che proteggono le apparecchiature se intervengono i guasti detti. Alcuni esempi, possono essere l'impiego di fusibili e l'autoregolazione. Si raccomanda comunque di studiare tutte le possibilità di guasti e prodotti dei guasti di qualunque apparecchiatura che si stia elaborando.

Montando dei semiconduttori di potenza con contenitore isolato, si devono mettere in opera delle precauzioni critiche a prevenire ogni rischio di scarica elettrica. Il Capitolo 8 del volume 2 e l'Application Note 200.55 spiegano tali precauzioni nei dettagli.

Le *potenziali reazioni di un dispositivo* rispetto alle diverse condizioni ambientali, sono trattate quando si parla dell'affidabilità nei vari capitoli del manuale, ed in particolare nel Capitolo 9 del vol. 2. I fattori ambientali vanno analizzati con la massima cura mentre si cerca di tradurre in pratica un circuito (anche gli schemi mostrati nel manuale), in specie per ciò che riguarda la sicurezza.

I semiconduttori di potenza, sono non di rado soggetti a correnti di picco, ed a livelli di energia che superano le caratteristiche massime, e questi eventi possono sia creare dei guasti nel semiconduttore che produrre una rottura nel contenitore o addirittura la sua esplosione. È quindi *raccomandato* l'impiego di fusibili, così come è detto nel Capitolo 5 volume 2.

In molte prove dei parametri dei semiconduttori di potenza, e della loro affidabilità, sovente s'impiegano delle tensioni che possono presentare una certa pericolosità. Quando si devono effettuare collaudi del genere, quindi, si deve stare molto attenti alla sicurezza personale. In più, di volta in volta, si devono studiare tutte quelle precauzioni che sono necessarie per la sicurezza del personale addetto all'elaborazione dei prototipi, durante la fase del "breadboard" (o montaggio sperimentale), se i dispositivi utilizzano dei semiconduttori di potenza. Per esempio, molti di quelli illustrati nel prosieguo.

Gli schemi elettrici che compaiono in questo manuale, vanno intesi come illustrazioni di applicazioni tipiche dei semiconduttori, e non come piani costruttivi definiti e di pronta e immediata applicazione. Ovviamente, nella loro scelta ed esecuzione si è applicata la massima cura, però la General Electric non si assume alcuna responsabilità che derivi dall'utilizzo.

Se occorre un'analisi approfondita dei sistemi, intesa a ricercare la massima affidabilità, è vivamente consigliato di consultare la General Electric, che potrà elaborare un programma particolarmente adatto a coprire le necessità del cliente.

CAPITOLO 1

REALIZZAZIONE DELLO SCR E TEORIA FONDAMENTALE DEL LAVORO

1.1. - Cos'è un tiristore?

La dizione tiristore[1] indica qualunque semiconduttore che sia previsto per funzioni di commutazione, e nel quale il doppio stato di lavoro dipenda da una funzione reattiva tra gli strati p-n-p-n. I tiristori possono avere due, tre o quattro terminali; possono essere unidirezionali o bidirezionali.

1.2 - Classificazione dei tiristori

Il rettificatore controllato al silicio (SCR) è senza dubbio il tiristore più noto. Siccome si tratta di un dispositivo unidirezionale (la corrente circola unicamente in modo virtuale, nel senso anodo-catodo), lo SCR può essere classificato come *un triodo tiristore dalla conduzione inversa interdetta.* Altri membri della famiglia tiristori triodi dalla conduzione inversa bloccata, sono gli interruttori unilaterali al silicio (SUS), il rettificatore controllato al silicio attivato dalla luce (LASCR), lo SCR complementare (CSCR), l'interruttore interdetto tramite il gate (GTO), noto anche come transistor autoallacciante, ed il transistore unigiunzione programmabile (PUT). L'interruttore controllato al silicio (SCS), può essere considerato un tiristore *tetrodo* (ciò, perché ha due gates di controllo), mentre il diodo di Shockley è un diodo-tiristore con la conduzione inversa interdetta. I tiristori bidirezionali sono classificati usualmente come dispositivi p-n-p-n che sono in grado di condurre in ambedue le direzioni; alcuni esempi commercialmente disponibili di sistemi bidirezionali del genere, sono i triac (*triodo* interruttore in alternata), e l'interruttore bilaterale al silicio (SBS).

1.3 - Circuito analogico a due transistori che spiega il funzionamento dei sistemi p-n-p-n[2]

Una semplice struttura p-n-p-n, come quella dello SCR convenzionale, può essere visualizzata come se consistesse di due transistori; uno p-n-p ed uno n-p-n connessi in forma di coppia funzionante a reazione, come si vede nella figura 1.1.

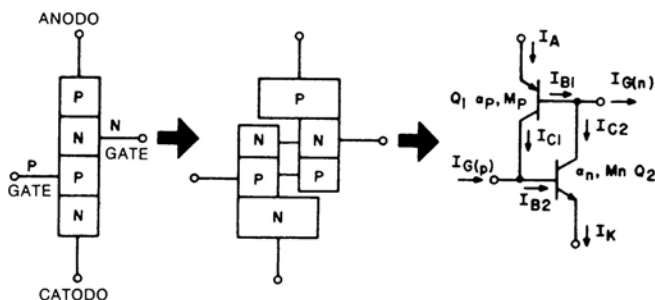



Figura 1.1: Sistema analogico a due transistori che simula una struttura p-n-p-n.

Dalla figura risulta evidente che il collettore del transistor n-p-n (assieme ad una polarizzazione negativa per il gate) eroga la polarizzazione della base per il transistor p-n-p.

$$I_{B1} = I_{C2} + I_{G(n)} \tag{1.1}$$

Analogamente, il collettore del transistor p-n-p, assieme ad una polarizzazione positiva per il gate ($I_{g(p)}$) fornisce il pilotaggio per la base del transistor n-p-n.

$$I_{B2} = I_{C1} + I_{G(p)} \tag{1.2}$$

In tal modo si ha un funzionamento reattivo, se il guadagno del complesso supera l'unità.

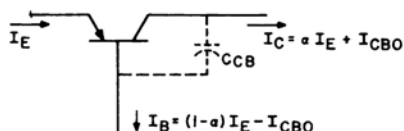



Figura 1.2: Relazioni delle correnti per il funzionamento a base comune.

La struttura p-n-p-n può essere analizzata in termini di guadagno in corrente con la base comune (α_p e α_n) ed in base al coefficiente di moltiplicazione dell'effetto - valanga per le lacune e gli elettroni: Mp ed Mn rispettivamente. Dall'equazione 1.2, si vede che la corrente di base per il transistor p-n-p è:

$$I_{B2} = I_K (1 - \alpha_n M_n) - I_{CBO(2)} \tag{1.3}$$

dove $I_{CBO(2)}$ è la corrente di dispersione dal collettore alla base del transistor Q_2.
Tuttavia la corrente di collettore del p-n-p è:

$$I_{C1} = \alpha_p M_p I_A + I_{CBO(1)} \tag{1.4}$$

Ma siccome

$$I_{B2} = I_{C1} + I_{G(p)} \quad (1.5)$$

$$I_A + I_{G(p)} = I_K + I_{G(n)} \quad (1.6)$$

Le equazioni dalla 1.3 alla 1.6 possono essere risolte tramite:

$$I_A = \frac{\alpha_n M_n I_{G(p)} + I_{G(n)} (1 - \alpha_p M_p) + I_{CBO(1)} + I_{CBO(2)}}{1 - \alpha_p M_p - \alpha_n M_n} \quad (1.7)$$

Definendo con "$\alpha_p M_p + \alpha_n M_n$" il guadagno dell'anello G.

Quando si applica la giusta polarizzazione (tensione positiva all'anodo e negativa al catodo), ed in assenza di qualunque segnale di gate, M_n ed M_p, valgono all'incirca l'unità ed i valori alfa per i transistori sono bassi.

Il denominatore dell'equazione 1.7 si avvicina all'unità, e la I_A è appena più elevata della somma della corrente di perdita di ambedue i transistori. In queste condizioni, la struttura p-n-p-n vien definita *interdetta nel senso di conduzione diretto* o posta nello stato "OFF" nel quale presenta una elevata impedenza. Per effettuare la commutazione nello stato "ON" a bassa impedenza, è sufficiente elevare il guadagno del complesso oltre all'unità. Rivedendo l'equazione 1.7, si nota che se i termini $\rightarrow 1$, $I_A \rightarrow \infty$. Dal punto di vista fisico, non appena il guadagno del sistema giunge all'unità ed inizia il fenomeno di reazione, ciascun transistor pilota il suo complementare nella saturazione. Una volta che si sia raggiunto lo stato di saturazione, tutte le giunzioni conducono nel senso diretto, e la caduta di potenziale ai capi del dispositivo, diviene all'incirca quella provocata da una sola giunzione. La corrente anodica è limitata dal circuito esterno.

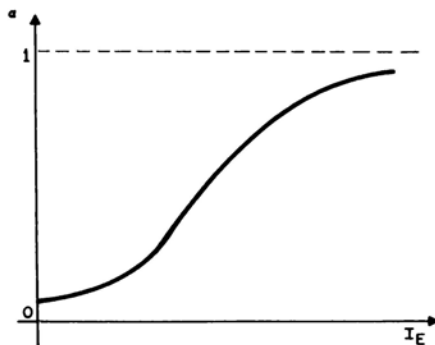



Figura 1.3: Corrente di emettitore in dipendenza del valore α in un transistore al silicio.

Il guadagno G dell'assieme può raggiungere l'unità (1) sia a causa di un incremento di M_p o di M_n, cioé aumentando la tensione o aumentando i valori alfa tramite le tensioni o le correnti. Nella maggior parte dei transistori al silicio, il parametro α è molto basso con delle correnti di emettitore limitate, ma cresce molto rapidamente non appena aumenta la corrente di emettitore. Tale effetto (figura 1.3) è dovuto alla presenza nel silicio di particolari impurità. Qualunque sia la causa dell'incremento nella corrente di emettitore del transistor, in sostanza, si ha egualmente l'innesco ed il passaggio nello stato di "ON" del dispositivo p-n-p-n. I fattori più importanti che possono provocare la commutazione, sono:

1. La tensione. Quando la tensione collettore-emettitore di un transistor aumenta, è possibile raggiungere un livello nel quale la corrente (di perdita) formata dai portatori di carica che giunge alla giunzione di collettore, abbia un'energia abbastanza elevata per far migrare altri portatori. Questi ultimi, a loro volta, provocano la migrazione di altri portatori di carica, cosicché tutta la giunzione inizia a condurre in forma di valanga, che è caratterizzata da un netto incremento, molto ripido, nella corrente di collettore. In un sistema p-n-p-n, quando la corrente di valanga rende $G \rightarrow 1$, si ha la commutazione. Questo tipo di innesco è impiegato in pratica per portare nella conduzione i diodi a quattro strati.

2. La velocità di mutamento della tensione. Ciascuna giunzione p-n ha una propria capacità, e più è grande la giunzione, più è notevole la capacità. Nella figura 1.2 si vede la capacità tra collettore e base disegnata in tratteggio. Se si applica un gradino di tensione dall'aumento molto rapido tra i terminali di collettore e di emettitore di un transistor, si ha una corrente di carica "i" che scorre dall'emettitore al collettore a causa della carica della capacità del dispositivo:

$$1 = C\ dv/dt \tag{1.8}$$

Nella figura 1.1, la corrente di carica che circola nel transistor p-n-p rappresenta la corrente di base del transistor n-p-n; in tal modo G raggiunge rapidamente l'unità, ed il dispositivo intero commuta.

3. La temperatura. Alle temperature più elevate, la corrente di perdita in una giunzione p-n polarizzata all'inverso raddoppia all'incirca ogni 8 °C d'incremento. Quando la temperatura genera una corrente di perdita che è sufficiente per portare la struttura p-n-p-n al livello $G \rightarrow 1$, avviene la commutazione.

4. Funzionamento tipico del transistor. La corrente di collettore di un transistor aumenta se si inietta una corrente nella regione della base formata da portatori di carica (in questo caso, la base corrisponde al "gate"). Si tratta del sistema usualmente impiegato per innescare lo SCR e gli altri sistemi p-n-p-n che hanno una connessione esterna di comando (terminale di "gate") che corrisponde ad una o più basi dei transistori. Usualmente, lo SCR che è innescato, o portato nella conduzione, iniettando

una certa corrente nella base-p (tramite una connessione elettrica che giunge a tale base), vien detto SCR "convenzionale", mentre lo SCR che è pilotato tramite la base-n vien detto SCR "complementare". L'interruttore controllato al silicio a quattro terminali (o SCS) reca le connessioni ad *ambedue* le basi, e ciascuna può essere utilizzata per dar inizio alla commutazione. Per innescare il dispositivo tramite la base-n, serve una corrente maggiore di quella necessaria per la base-p, e ciò per le seguenti ragioni:

a) La regione di base-n superiore, è formata da silicio ad alta resistività (la giunzione superiore p-n sopporta la maggior parte di ciascuna tensione applicata) cosicché la α_p è assai modesta.

b) Come si vede nella figura 1.1, il pilotaggio applicato sulla base-n, necessariamente detrae corrente dal sistema, quindi riduce il parametro G.

5. L'energia radiante: "luce". L'energia radiante che ha il valore spettrale adatto, penetra nel lattice del silicio e provoca il movimento di coppie lacune-elettroni. Quando, come risultato, la corrente di perdita del dispositivo raggiunge un livello critico e G → 1, si ha l'innesco del semiconduttore. Questo tipo d'innesco rende possibile attivare con la luce uno SCR. Nei dispositivi previsti per questo tipo di funzionamento, vi è una "finestrella" traslucida sul contenitore, che permette alla luce di raggiungere il silicio trattato. Questo tipo di dispositivo, che è detto LASCR, è provvisto di un terminale di gate, per cui può essere alternativamente portato nella conduzione o dalla luce o da impulso elettrico.

Il Capitolo 4 del vol. 2 è interamente dedicato ai tiristori eccitati dalla luce.

1.4 - Blocco della conduzione inversa nel tiristore (SCR) e sistema di disinnesco

Quando un tiristore previsto per il funzionamento unidirezionale conduce, ciascuna delle tre giunzioni che si vedono nella figura 1.4 sono polarizzate direttamente e le due regioni di base (B_P, B_N) sono fortemente saturate da lacune ed elettroni (cariche immagazzinate).

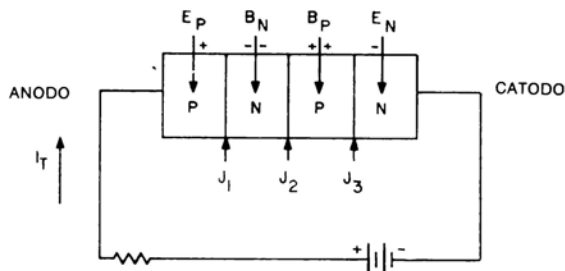



Figura 1.4: Tiristore polarizzato per la conduzione (il gate è escluso dal circuito).

Per "spegnere" o produrre il disinnesco di un tiristore nel minimo tempo possibile, è necessario applicare una tensione inversa. Quando questa tensione inversa è applicata, le lacune e gli elettroni che sono in prossimità delle due giunzioni esterne (J_1, J_3) si diffondono nelle giunzioni dette, ed il risultato è una corrente inversa nel circuito esterno.

La tensione ai capi del tiristore rimane a circa +0,7V sino a che circola una corrente inversa abbastanza consistente. Una volta che le lacune e gli elettroni che erano in prossimità delle J_1 e J_3 siano rimossi, la corrente inversa è troncata, e le giunzioni J_1 e J_3 assumono uno stato d'interdizione. La tensione inversa ai capi del tiristore, aumenta così sino al valore che è determinato dalla circuiteria esterna. Il mutamento di stato del dispositivo non è tuttavia completo, perchè vi è ancora una concentrazione di elettroni e lacune nella vicinanza della giunzione centrale (J_2). Tale concentrazione decresce a causa del procedimento di ricombinazione, in maniera che è in gran parte indipendente dalle condizioni di polarizzazione esterna. Una volta che la concentrazione delle lacune e degli elettroni su J_2 sia scesa ad un valore basso, la J_2 riprende il suo stato di blocco e si può applicare al tiristor una tensione diretta (inferiore alla $V_{(BO)}$) senza con ciò provocarne l'innesco. Il tempo che passa prima della cessazione del flusso della corrente diretta, e prima che la tensione diretta possa essere riapplicata, viene detto "turn off time" del tiristore, t_q e può andare da alcuni microsecondi sino a diverse centinaia di microsecondi; il valore reale dipende dal tipo e dalla realizzazione del particolare tiristore.

1.5 - Il miglioramento della funzione dinamica dello SCR

Sino dalla sua introduzione, i progettisti, hanno assoggettato lo SCR a dei tipi di lavoro sempre più severi, ed hanno richiesto un tipo di funzionamento soddisfacente anche in condizioni critiche. Le condizioni stressanti alle quali gli SCR devono rispondere, sono:

1) Il blocco di tensioni sempre più elevate.
2) La possibilità di condurre correnti sempre più forti.
3) Parametri di/dt sempre più elevati.
4) Parametri dv/dt sempre più elevati.
5) Tempi di spegnimento sempre più brevi.
6) Pilotaggi sul gate sempre più deboli.
7) Frequenze di lavoro sempre più elevate.

Vi sono diversi SCR, odiernamente, che possono soddisfare una o più di queste difficili specifiche. Come però accade spesso, il miglioramento di un dato va a scapito di altri. È utile considerare cinque attributi del dispositivo che combinati tra di loro determinano la gamma di correnti di lavoro e la possibilità di commutazione di un tiristor.

1. La tensione. Vi sono quattro metodi che possono servire per aumentare la tensione rispetto alla superfice ove è applicata, per aumentare la Bn e/oppure la resistenza relativa, e/oppure la vita operativa.

a) Limitando la circonferenza o smussando la superfice, si ottiene una tensione di lavoro più elevata tramite la riduzione del campo elettrico alla superfice del "pellet" di silicio. Si tratta di un'operazione vantaggiosa, visto che si ottiene lo scopo senza altri sacrifici nei vari parametri dello SCR, a parte prestazioni in corrente leggermente inferiori, che si devono all'area leggermente diminuita. La tecnica del "Beveling" in genere è impiegata nei modelli di SCR ad altissima affidabilità per impiego industriale, laddove i maggiori costi di lavorazione dovuti ad un "pellet" maggiore ed all'arrotondamento perfetto del medesimo, possono essere giustificati. Nei modelli per applicazioni dal largo consumo, i "pellet" sono formati con una sagoma quadra o rettangolare, per ottenere dei costi minimi, e la tecnica del "beveling" non è applicabile, visto che sarebbe annullata dagli effetti di concentrazione del campo negli angoli del "pellet".

b) Il sistema più ovvio per aumentare le caratteristiche in tensione, sarebbe quello d'incrementare lo spessore della base B_n (si riveda il paragrafo 1.4) o la sua resistenza. Tuttavia, questa modifica incrementerebbe anche la caduta di tensione nello stato di "ON", con una minore corrente ammissibile. Le prestazioni alle frequenze elevate sarebbero peggiorate, visto che le caratteristiche di/dt si abbasserebbero, ed il tempo necessario per lo spegnimento aumenterebbe a causa delle cariche immagazzinate nella base.

c) Un sistema più utilizzabile, può essere quello di aumentare la vita operativa dei portatori di carica minoritarie nella B_n. In tal modo si diminuisce la corrente di perdita generata per via termica nella regione d'impoverimento (I_{CBO}). Vantaggi addizionali sarebbero rappresentati da una tensione più bassa per lo stato di "ON" e delle migliori caratteristiche di/dt. Logicamente però aumenterebbe anche il tempo di spegnimento, in questo caso, e diminuirebbe la capacità di sopportare la dv/dt. (Si veda anche il paragrafo 5 che segue: *Tempo di spegnimento*).

2. La corrente. La corrente che può essere fatta circolare in un dispositivo, dipende prima di tutto dalla caduta nella tensione di conduzione ("ON"). Ogni variazione che riduca questa caduta di tensione (quindi la dissipazione interna), eleva il limite della corrente ammissibile. Si possono avere degli effetti favorevoli maggiorando il complesso di silicio trattato o "pellet", da una profondità minore della B_n, e da una minore resistenza del silicio.

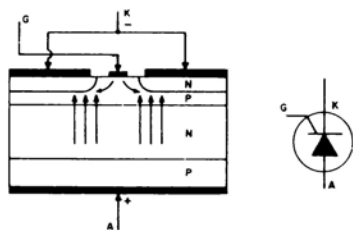



Figura 1.5(a): SCR dal gate centrale convenzionale.

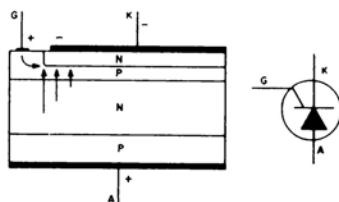



Figura 1.5(b): SCR dal gate convenzionale laterale.

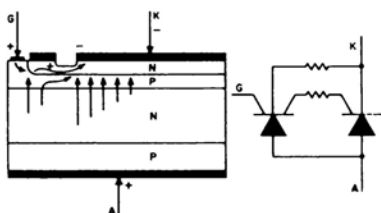



Figura 1.5(c): SCR dal gate "F.I.".

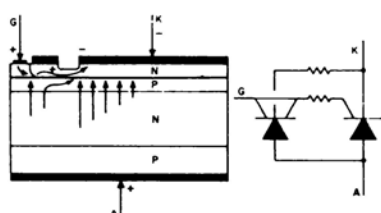



Figura 1.5(d): SCR dal gate "N.+".

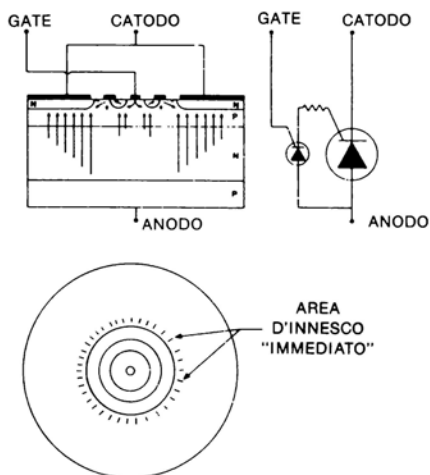



Figura 1.5(e): Schema della giunzione, vista in piano e circuito equivalente per un SCR dal gate amplificato.

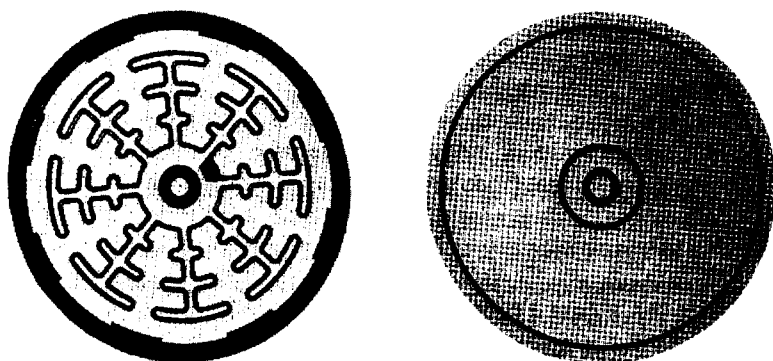



Figura 1.5(f): La struttura interdigitata per il gate, che amplifica, è mostrata sulla sinistra, a confronto con il gate amplificato circolare.

3. Il rapporto di/dt. Il problema dei guasti provocati dal rapporto di/dt, odiernamente è stato bene approfondito[3]. Essenzialmente, lo SCR tende a condurre una corrente eccessiva, tramite un'area del "pellet" troppo piccola, durante il periodo subito successivo all'accensione, ed in tal modo si ha una temperatura per l'area interessata che cresce rapidissimamente, bruciandola. La logica precauzione in risposta, è di avere una maggiore area di accensione iniziale, e proprio questo è l'obbiettivo del progetto di nuove strutture per il gate che sono spiegate di seguito. Iniziamo dal sistema più anziano, cioè:

a) Il Gate convenzionale laterale, o Gate puntiforme (figura 1.5(b)). Si tratta della struttura più semplice per il gate, ed è impiegata dai dispositivi dall'area minuscola, per applicazioni dal limitato di/dt. L'area innescata all'inizio è assai piccola e dipende dall'ampiezza del segnale di gate. Tutti gli SCR dal modello vecchio, hanno il gate puntiforme, e tale realizzazione continua ad essere comune nei modelli non professionali, e negli SCR professionali-industriali di piccola potenza.

b) Il Gate centrale convenzionale (figura 1.5(a)). La struttura è analoga a quella con il gate laterale, salvo che il parametro di/dt è in genere più elevato perchè s'innesca una piccola zona circolare, invece di un'area puntiforme. La capacità di di/dt, è una importante funzione del progetto del sistema che pilota il gate.

c) Gate ad effetto di campo (F.I.) o ad azionamento tramite il campo (figura 1.5(c)). La struttura del gate è progettata per innescare una ben definita lunghezza periferica dell'emettitore dello SCR, anche se il pilotaggio è mo-

desto. Il gate del tipo F.I. è del tipo a doppia commutazione. Da un punto di vista illustrativo, vi è un piccolo SCR che pilota lo SCR maggiore. Una porzione della corrente anodica dello SCR di pilotaggio, forma la polarizzazione del gate per il maggiore. Con questa tecnica, basta una polarizzazione per il gate molto modesta per iniziare la conduzione nel settore pilota dello SCR. Con tale struttura, il ritardo è una funzione principale del pilotaggio del gate. Anche se in tal modo si ottiene una di/dt assai importante con un pilotaggio modesto, chi progetta il circuito di utilizzo del dispositivo deve far in modo che la polarizzazione sia consistente, per ridurre il tempo di ritardo.

d) Il Gate N+ (figura 1.5(d)). La struttura del gate è progettata per ottenere l'innesco di una porzione definita della linea, ma non con un pilotaggio modesto; in pratica serve anzi un pilotaggio sostenuto. Tuttavia, il pregio di questo sistema è che si ricava un ritardo molto piccolo. Il miglioramento di questo parametro, rende lo SCR fabbricato con il gate N+ ideale per quelle applicazioni che prevedono la connessione in serie o in parallelo degli SCR.

e) Il Gate amplificato (figura 1.5(e)). Il principio impiegato nel "gate amplificato" è molto simile a quello del "gate F.I." Anche in questo s'impiega la doppia commutazione, ma vi è l'ottimizzazione del punto nel quale lo SCR maggiore innesca, ovvero, subito dopo che è iniziata la conduzione nel settore di pilotaggio del dispositivo. La corrente anodica del settore di pilotaggio, provoca il rapidissimo innesco della parte principale del dispositivo. I tre criteri più importanti per la realizzazione di uno SCR dal gate amplificato, sono:

   1. L'innesco completo dell'area periferica di emettitore della zona che porta la maggior corrente, ad assicurare una piccola perdita della densità di commutazione.

   2. L'innesco istantaneo dell'area che porta la maggior corrente, dopo quello dell'area a minor corrente.

   3. L'innesco completo della sezione pilota del dispositivo.

   Il progetto della struttura del gate amplificato ottimizza questi tre criteri. Per dar inizio all'innesco, basta solo una piccola parte della corrente convenzionale del gate, considerando che basta portare nella conduzione lo SCR pilota: di qui il termine di gate "amplificato". Schematicamente, lo SCR amplificato rassomiglia ad un diodo controllato al silicio di potenza, principale, assoggettato a trigger da parte dello SCR minore o "pilota". L'area dell'innesco immediato, sul "pellet" appare come si vede nella figura 1.5(e).

f) Il Gate amplificato "distribuito" (figura 1.5(f)). Anche se, come si è visto in

precedenza, è possibile produrre l'innesco di una zona circolare attorno al gate amplificato, una velocità di distribuzione finita, richiede un periodo di tempo finito perchè la conduzione muova al di fuori della "periferia" della zona del gate amplificato, e tutta la intera sezione anulare del tiristore sia nello stato di "ON". A seconda della tensione per la quale il tiristore è progettato, ed a seconda delle caratteristiche dinamiche, la velocità di propagazione può andare da 3.000 ad 8.000 centimetri al secondo[5]. In un dispositivo da 110 Ampére, in tal modo il tempo di propagazione è di 50 usecondi, e per un dispositivo da 550 Ampére, il tempo é leggermente migliore di 300 μsecondi. In diversi casi, è utile che l'intero "pellet" entri nella conduzione con dei tempi minori di quelli indicati. La soluzione è estendere il principio del gate amplificato secondo la tecnica dell'interdigitazione. La figura 1.5 (f) mostra come si possa estendere il gate amplificato con la tecnica detta. I "rami" che si estendono sull'area del catodo, aumentano la periferia del gate da 2 centimetri a ben 33 centimetri. In tal modo, la distanza che deve essere coperta dalla diffusione è molto ridotta, e l'innesco totale avviene con un tempo dell'ordine dei 10-30 μsec. Logicamente, la regione della conduzione, in tal modo è assai ridotta, ma ciò non interessa. Non ne serve una maggiore per degli impulsi rapidi, e comunque non si possono impiegare i dispositivi interdigitati per il controllo degli impulsi ampi. Se serve il controllo di impulsi ampi, i dispositivi non interdigitati, visti in precedenza, offrono caratteristiche superiori.

4. Il parametro dv/dt. Come è stato detto nel paragrafo 1.3, una forma d'onda dalla crescita rapidissima, applicata ad uno SCR, può innescarlo. Siccome ciò può portare a degli inneschi spuri, lo SCR che deve essere impiegato in un circuito che presenti una elevata dv/dt, deve essere del tipo con l'emettitore "cortocircuitato" che ha appunto la possibilità di sopportare senza problemi un elevato rapporto dv/dt[9].

La figura 1.6 mostra la struttura di un tiristore del tipo ad "emettitore cortocircuitato". La corrente del gate applicata dall'esterno, I_G, circola dal gate al catodo *lateralmente* tramite la regione p del gate medesimo. La caduta di tensione che si sviluppa sulla resistenza laterale di base della regione p, polarizza il lato destro della giunzione del catodo. Se la corrente del gate è sufficientemente ampia, gli elettroni sono iniettati da questo punto, ed il dispositivo commuta nel normale sistema di un qualunque p-n-p-n, non appena inizia la reazione.

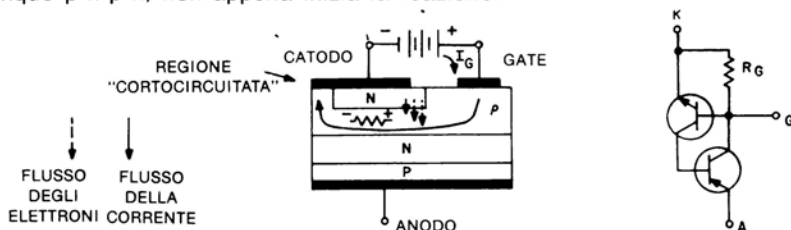



Figura 1.6: Struttura dell'emettitore "cortocircuitato".

L'effetto del "corto" parziale tra gate e catodo, è il medesimo che si avrebbe ponendo una resistenza convenzionale in parallelo alla giunzione gate-catodo di un dispositivo comune, dall'emettitore non "cortocircuitato". Tale resistenza (RG nella figura 1.6) sottrae una certa parte della corrente di perdita del tiristore, generata dall'agitazione termica, e/oppure dalla dv/dt, corrente di carica indotta capacitivamente sulla giunzione gate-catodo, provvedendo ad un percorso alternativo a bassa impedenza per il catodo. La reazione è ridotta, ed in tal modo, un tiristore dall'emettitore "cortocircuitato" dimostra delle caratteristiche superiori, dal punto di vista termico, e resiste meglio alla dv/dt. Il "corto" dell'emettitore, logicamente riduce l'area dell'emettitore che interferisce con l'innesco del dispositivo; in tal modo si riduce la di/dt[5].

5. Il tempo d'interdizione (t_q). Il paragrafo 1.4 puntualizza il fatto che le cariche minoritarie accumulate nella regione della base, B_n, devono calare a zero ricombinandosi, prima che si possa applicare una tensione diretta allo SCR senza che questo inneschi. L'effetto di ricombinazione può essere rappresentato dalla semplice formula che segue:

$$-\frac{dp_n}{dt\ \text{ricomb.}} = \frac{p_n}{\tau_p} \qquad (1.9)$$

ove p_n è l'eccesso di cariche minoritarie (lacune, in questo caso) e τ_p è il tempo di vita operativa nella base B_n. Dei valori indicativi per il τ_p vanno da 0,1 a 1000 μsec e dipendono dalle impurità, dalla struttura e dal livello di drogatura del silicio. Il lavoro a frequenze elevate, richiede un tempo di "turn off" molto abbreviato, sicché il τ_p deve essere reso minimo. Il modo usuale per ottenere ciò, è l'introduzione di metalli pesanti nella B_n, che funzionano come centri addizionali di ricombinazione. Tuttavia, come si è detto in precedenza, allorché p scende, avviene altrettanto per le caratteristiche di tensione e corrente. A sua volta, l'α_p cala ed in sostanza serve una polarizzazione per il gate più elevata.

6. La corrente di Gate. Progettando dei tiristori che possano funzionare a frequenze elevate, quasi tutte le variazioni introdotte nelle strutture portano alla richiesta di una corrente più elevata per il gate. Abbassando la vita operativa dei portatori di carica, ad ottenere un disinnesco più rapido, introducendo l'emettitore "cortocircuitato" per ottenere un miglior parametro dv/dt, aumentando la periferia esterna del catodo, impiegando un gate n^+ per ridurre il tempo di ritardo, appunto, si ha come risultato complessivo la richiesta di un aumento nella corrente del gate. Peraltro, il gate amplificato che abbiamo visto in precedenza, consente di superare diversi dei fattori che creano il problema.

7. Il lavoro a frequenza elevata. Il lavoro a frequenze piuttosto elevate, prevede di portare tutte le caratteristiche degli SCR proprio ai loro limiti naturali. Le funzioni imposte dal circuito costringono lo SCR a lavorare contemporaneamente ad elevati valori di di/dt, dv/dt, a brevissimi tempi di spegnimento, per poi non parlare delle tensio-

ni e correnti elevate. Dalla trattazione precedente, si è visto che il tempo di spegnimento rapido è in conflitto con delle basse tensioni nello stato di "ON"; la realizzazione con l'emettitore "cortocircuitato" permette di sopportare delle elevate dv/dt, ma abbassa le di/dt. Tutto sommato, il bersaglio del progettista, è realizzare un dispositivo che abbia le varie caratteristiche bilanciate, e che possa commutare delle potenze elevate mantenendo moderata la corrente d'innesco per il gate.

1.6 - Caratteristica di blocco della conduzione inversa in un tiristore Triodo o Tetrodo

La figura 1.7 mostra la curva caratteristica del comportamento del gate in un tiristore dalla conduzione inversa bloccata. Nella regione del blocco della conduzione diretta, l'incremento della tensione diretta non tende ad aumentare la corrente di perdita, sino a che si raggiunge un punto nel quale inizia una moltiplicazione a valanga. Oltrepassato questo punto, la corrente di perdita cresce con grande rapidità sino a che la corrente complessiva nel dispositivo è sufficiente ad elevare il guadagno interno del dispositivo a $\geqq 1$. A questo punto, il tiristore inizia a condurre, sempreché la corrente anodica sia superiore ad un valore detto *"di tenuta"* che varia da modello a modello. Quando la corrente anodica cala al di sotto della corrente di tenuta, il guadagno ad anello interno scende a meno di 1, ed il dispositivo p-n-p-n torna al suo stato d'interdizione. Nella direzione inversa, la struttura p-n-p-n appare come una coppia di giunzioni p-n poste in serie e polarizzate all'inverso, quindi in pratica esibisce il comportamento di un rettificatore al silicio polarizzato all'inverso. Per la maggioranza dei dispositivi rintracciabili in commercio del genere a quattro strati (SCR, SCS, LASCR etc.), la tensione di picco *inverso* è calcolata in modo tale da essere almeno eguale, in ampiezza, alla minima tensione diretta di conduzione. Il GTO, o transistor autoallacciante non blocca la conduzione inversa*.

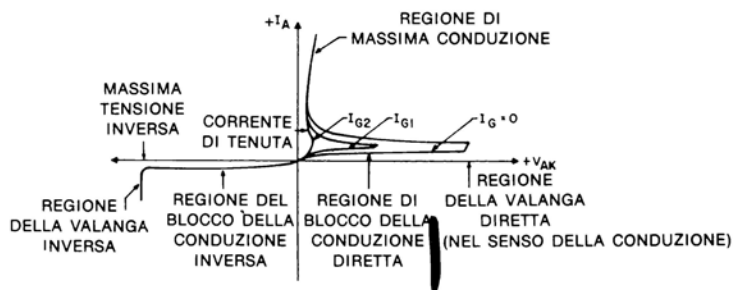



Figura 1.7: Caratteristiche V-1 di un tiristore che blocca la conduzione inversa.

* Il "gate turn-off switch" (GTO), come suggerisce la definizione (interruttore spento tramite il gate), può essere posto nell'interdizione tramite un impulso applicato gate. Si veda il paragrafo 1.7.

Per aumentare l'ampiezza della corrente del gate, la regione della curva caratteristica tra la corrente di valanga diretta e quella di tenuta (si veda la figura 1.7) è ristretta e la tensione di conduzione diretta è diminuita. Per delle correnti di gate abbastanza alte, l'intero tratto della curva che bloccherebbe la conduzione diretta è tolto, e la curva caratteristica V-I è identica a quella di un rettificatore p-n.

Nel funzionamento tipico, il tiristore con la conduzione inversa bloccata, è polarizzato molto al di sotto della tensione minima per la conduzione diretta spontanea, e l'innesco è ottenuto facendo circolare la corrente nel collegamento del gate. (Nel caso del LASCR al posto della corrente del gate s'impiega la "luce"). Il modo di lavoro detto, è vantaggioso perchè è possibile impiegare un dispositivo munito di una tensione di conduzione diretta più elevata di qualunque tensione che si possa rilevare nel circuito, e basta una minima corrente per portare il dispositivo nello stato di piena conduzione. In tal modo, il progetto del circuito e la sicurezza di funzionamento risultano migliorati. Una volta che il gate sia stato impiegato per portare il tiristore nella conduzione, perde ogni facoltà di controllo, e l'unico modo per far disinnescare ("spegnere") il dispositivo, è ridurre la corrente anodica al di sotto del valore di tenuta previsto*. (Ciò vale anche per il LASCR, una volta che sia innescato). Tipicamente, per far iniziare la conduzione, basta un impulso sul gate che duri da due a cinquanta microsecondi.

Come è stato detto in precedenza, la corrente che attraversa un tiristore, aumenta con la temperatura. Di conseguenza, la tensione di conduzione diretta, tende ad essere influenzata dalla temperatura. Ad una temperatura alquanto elevata (molto al di sopra di quella *stabilita per il funzionamento*), il tiristore non blocca più la conduzione diretta ed assume delle caratteristiche comportamentali simili a quelle di un comune diodo p-n.

Nei piccoli SCR, SCS, oppure LASCR l'effetto della temperatura sulla tensione di conduzione diretta può essere minimizzato estraendo la corrente di perdita diretta dal gate. In tal modo, s'impedisce alla corrente di passare attraverso all'emettitore del "transistor" n-p-n che teoricamente fa parte del dispositivo, e si mantiene basso il fattore alfa dell'ultimo detto.

In tal maniera è anche possibile incrementare praticamente la tensione di conduzione diretta in alcuni piccoli SCR. Gli effetti della corrente negativa sul gate, rispetto alla caratteristica di blocco diretto, divengono trascurabili negli SCR per correnti molto elevate (salvo che non prevedano la struttura interdigitata), considerando che il gate non può impedire la circolazione della corrente parassitaria dall'intera zona della base n-p-n (per maggiori dettagli si veda il capitolo 4).

Come è logico attendersi, la curva caratteristica V-I della giunzione gate-catodo di un tiristore, è molto simile a quella di un comune diodo p-n a giunzione. Siccome s'impiega un incremento nell'h_{FE} in corrente, tutti i dispositivi descritti fanno parte della categoria dei sistemi *comandati in corrente* che sono all'opposto di quelli comandati in tensione; ad esempio il tyratron a gas. È bene tenere a mente la distinzio-

ne, quando si progetta un circuito d'innesco, in particolare perchè serve una sorgente di tensione o di corrente a bassa impedenza.

1.7 - Interruttore elettronico con spegnimento comandato dal gate ("Gate TURN-OFF")

L'interruttore elettronico con spegnimento comandato dal gate è un dispositivo a quattro strati, p-n-p-n, come realizzazione molto simile allo SCR. Così come lo SCR, il GTO è portato nella conduzione aumentando il suo guadagno di anello interno all'unità. Rifacendo riferimento al semplice esempio con i due transistori che formano un circuito analogo ad una struttura p-n-p-n di figura 1.1, con il dispositivo innescato, si assuma che α_p sia eguale ad α_n ed in tal modo nelle due sezioni transistorizzate scorrano delle intensità eguali. Se la corrente di collettore del transistor p-n-p è sottratta alla base del transistor n-p-n, e scorre verso l'esterno tramite il collegamento del gate, il transistor n-p-n non può che risultare interdetto, cosicché l'assieme p-n-p-n deve cambiare di stato ed interdirsi bloccando la conduzione diretta. Il guadagno di "turn off" definito come il rapporto tra la corrente anodica che circola prima dello spegnimento e la corrente negativa di gate che serve per ottenere lo spegnimento, deve essere perlomeno due (2). Se l'α_p è ora ridotta ad un valore più piccolo dell'unità mentre il dispositivo è nello stato di "ON", e l'α_n, è resa all'incirca eguale all'unità per mantenere $\alpha_n + \alpha_p = 1$, nel collettore del transistor p-n-p circolerà solamente una piccola percentuale della corrente anodica totale. È tale corrente che deve essere assorbita per portare nello stato di "OFF" il GTO. Un tipico GTO può avere un guadagno compreso tra 5 e 25, in dipendenza delle correnti che circolano, dalla temperatura, dalla durata dell'impulso da applicare al gate e da altre variabili. A causa delle difficoltà che s'incontrano nell'assicurare che il controllo possa essere mantenuto tramite il contatto di gate ad alte correnti di catodo (dovuta all'effetto della polarizzazione incrociata) i dispositivi che operano con lo spegnimento tramite gate lavorano ad intensità inferiori, rispetto ai normali SCR, quindi sono meno economici. In più, l'attuale disponibilità di transistori al silicio ad alta tensione ed alto guadagno, muniti di una saturazione elevatissima (tensione di "ON"), tende a ridurre la richiesta di dispositivi spenti tramite il gate.

1.8 - Il Tiristore impiegato come transistor dalla base remota

Come è stato detto precedentemente, un tiristore che ha la conduzione inversa bloccata, può essere visto come una struttura costituita da due transistori interconnessi. Quando la struttura è polarizzata nel modo convenzionale, come dire *positiva* andando dall'anodo al catodo, rendendo più *positivo* il gate rispetto al catodo, i transistori ipotetici funzionano come una coppia reazionata facendo sì che l'assieme p-n-p-n si comporti in modo bistabile. Una struttura p-n-p-n può tuttavia essere polarizzata in modo tale da impedire il fenomeno reattivo tra i transistori, ed in tal caso, il fun-

zionamento bistabile non sussiste più. Il dispositivo, una volta polarizzato come abbiamo detto, assume una curva di funzionamento lineare, come una sorta di amplificatore. Con riferimento alla figura 1.8, una polarizzazione negativa portata al terminale della base, rispetto all'emettitore, provoca l'iniezione di elettroni sulla giunzione J3 che sono attratti alla J2. Una volta che tali elettroni siano giunti alla J2, forniscono la polarizzazione di base per il settore p-n-p così come se vi fosse un reoforo apposito connesso. Di qui, il termine di transistor con la "base remota". Quando l'anodo è polarizzato in modo positivo, la giunzione J1 risulta polarizzata in modo diretto e lo SCR funziona proprio come un transistore n-p-n. Il guadagno ad emettitore comune (beta) varia da poco meno dell'unità a più di cinque circa (5), in relazione alle caratteristiche dei sistemi complementari p-n-p-n, e specialmente in base alla corrente di "tenuta". Siccome in molti casi l'α_1 è piccola se comparata con l'α_2, il dispositivo può anche essere impiegato come amplificatore in CA simmetrico o interruttore.

(a) Struttura p-n-p-n polarizzata come un transistore p-n-p

(b) Struttura p-n-p-n impiegata come un transistore simmetrico

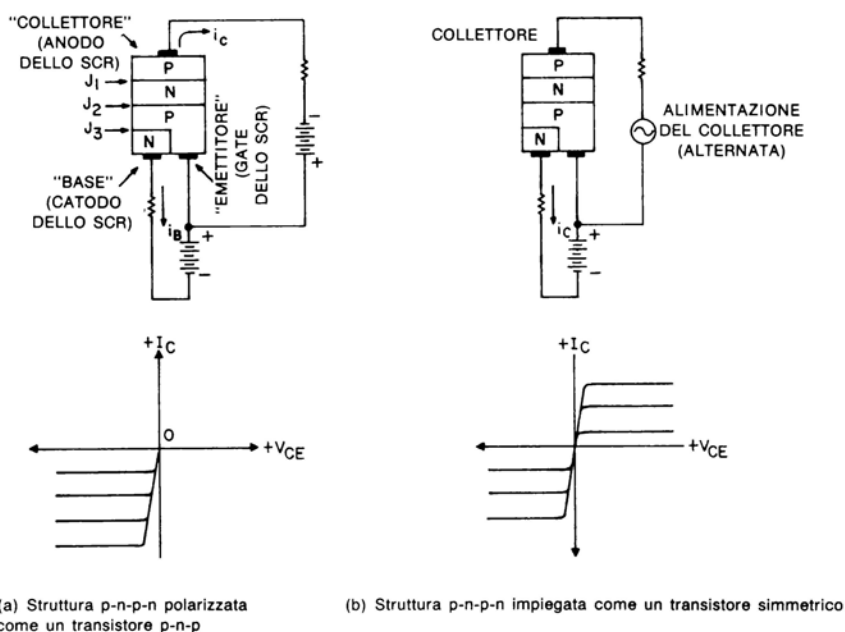



Figura 1.8: Transistor dalla "base remota".

1.9 - La realizzazione del tiristore

Il funzionamento perfetto ed affidabile del tiristore dipende in assoluto dal suo buon progetto e dalla eccellente realizzazione. I metodi di fabbricazione scelti per dei particolari tiristori, dipendono in gran parte dal tipo di utilizzo che se ne vuole fare. Uno SCR da settanta ampére destinato all'impiego in apparecchiature militari che de-

vono operare in ambienti fortemente "ostili" e quasi sempre difficili, differisce radicalmente come progetto da un triac da sei ampére inteso per l'utilizzo in applicazioni dal largo consumo o per impieghi industriali non molto impegnativi.

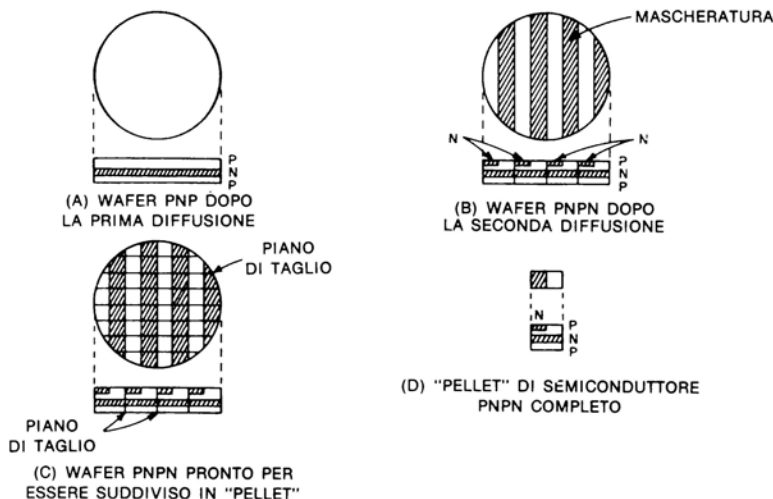



Figura 1.9: Formazione di un "pellet" per diffusione.

1.9.1 - LA REALIZZAZIONE DEL "PELLET"

Il "cuore" di un dispositivo p-n-p-n é un "pellet" formato da strati alternativi di semiconduttore p ed n. Tale semiconduttore oggi è quasi sempre il silicio, anche se si potrebbe impiegare il germanio. I "pellet" sono realizzati con diversi metodi, che dipendono dalle caratteristiche che si vogliono ottenere, dalla complessità e dalla mole del dispositivo ultimato. I sistemi più comuni per realizzare il "pellet" sono i seguenti:

Giunzioni diffuse
Diffusione
Diffusione planare

La realizzazione di "pellets" p-n-p-n a giunzioni diffuse o a diffusione, inizia con la preparazione di *"wafer"* di semiconduttore dalle ampie dimensioni, p-n-p. Questi possono essere formati tramite la diffusione gassosa di impurità del tipo p simultaneamente su ambedue le superfici di una sottile "fetta" di silicio n. Quando uno specifico dispositivo lo richiede, si effettua una seconda diffusione, come nel caso degli elementi che ci interessano, ed in tal modo si ottiene una struttura completa p-n-p-n. Per far ciò il "wafer" p-n-p è sottoposto a mascheratura selettiva (su di una sola superfice) e successivamente diffuso con delle impurità di tipo n che passano attraverso la foratura della maschera. Il "wafer" p-n-p-n ultimato in tal modo è quindi segato

in modo da ottenere dei "pellet" singoli. I Triac, così come altri dispositivi dall'architettura complessa sono realizzati impiegando delle tecniche molto simili. La realizzazione degli SCR che debbono sopportare delle correnti molto intense è un poco diversa, perchè da un "wafer" si ottengono pochi pellet, talvolta uno solo. In questi casi, il wafer originale è segato in parti *prima* di aggiungere la regione finale di tipo n. S'impiega allora una tecnica di saldatura dall'estrema precisione prima della suddivisione in pellets, fondendo dei preformati in oro-antimonio su ciascun pellet p-n-p, ed in tal modo si ottiene la struttura p-n-p-n. La figura 1.9 mostra la sezione verticale della struttura di un tipico SCR realizzato per diffusione, mentre la figura 1.10 riporta il prospetto e la sezione verticale di uno SCR realizzato per giunzioni diffuse, che può essere considerato ormai obsoleto.

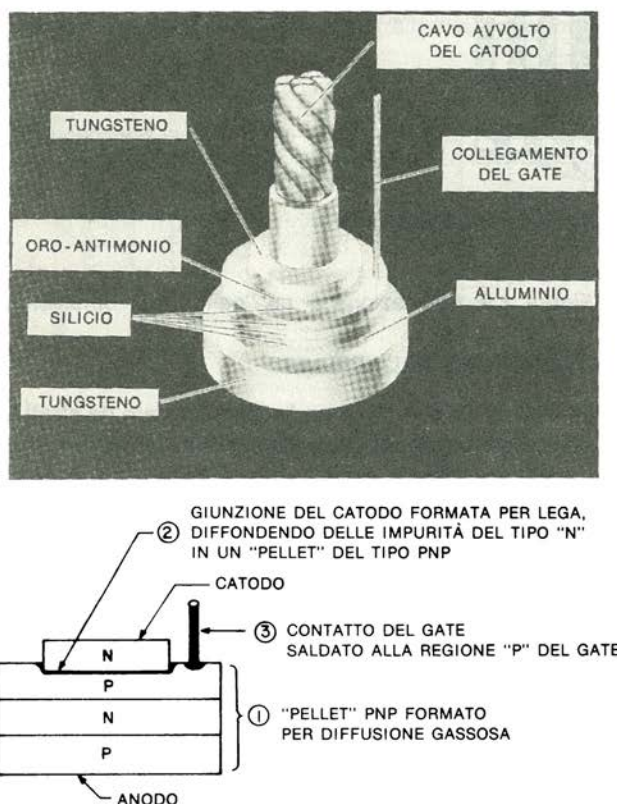



Figura 1.10: Formazione di un "pellet" per lega e diffusione.

La struttura cosidetta *planare* indica un tipo di pellet nel quale tutte le giunzioni p-n sporgono su di una singola superfice del pellet di silicio. Il vantaggio principale della

realizzazione planare, è che le giunzioni (si veda la figura 1.11) sono fatte crescere sulla base di diossido di silicio e protette man mano da ogni tipo di contaminazione della superfice. In tal modo i pellet planari finiti hanno una notevole protezione nei confronti dell'ambiente esterno, di qui il termine di "passivazione planare". Gli svantaggi relativi alla realizzazione planare sono che serve una maggior massa di silicio per ogni ampére previsto, e che per la formazione della struttura, partendo dal wafer, servono più "passi" di realizzazione. Le strutture planari, in sostanza, sono meglio utilizzabili per quei dispositivi a bassa corrente che prevedono una realizzazione basata sul ricavo di molteplici pellet da un "wafer" singolo, e per le strutture complesse nelle quali la mascheratura di fotoresist è necessaria per mantenere il controllo della geometria.

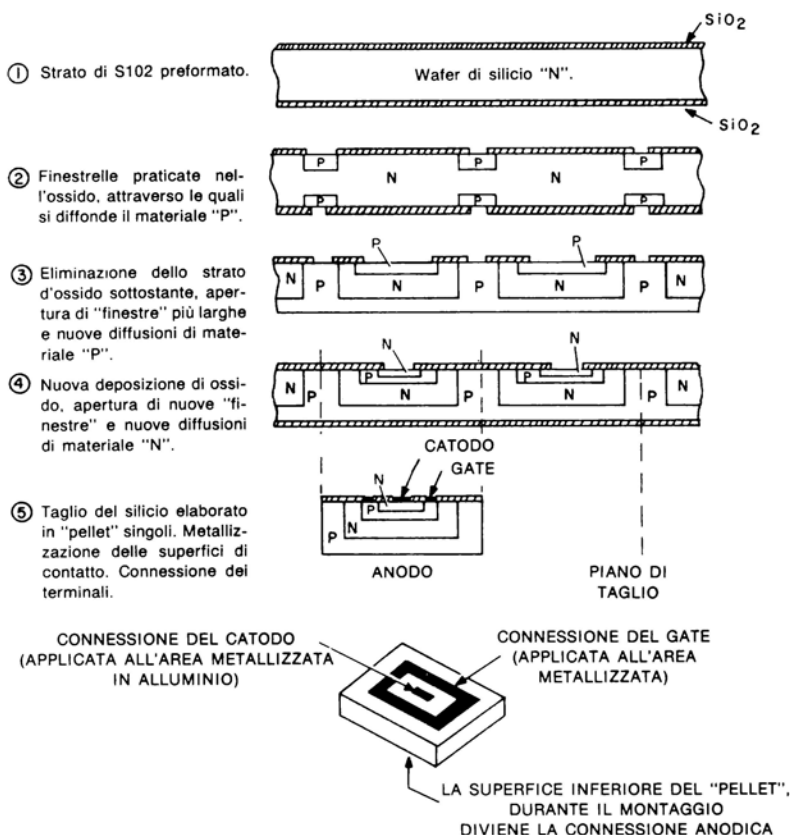



Figura 1.11: Realizzazione di un tipico "pellet" planare (la geometria è esagerata per chiarezza).

1.9.2 - INCAPSULAZIONE DEL "PELLET"

L'incapsulazione del "pellet" varia grandemente e dipende più che altro dall'ambiente di lavoro che si prevede per il dispositivo, dalle condizioni imposte dal circuito ed anche dal tipo di pellet che si deve incapsulare.

Per quei pellet che devono lavorare in un'ampia gamma di temperature, ed in quegli utilizzi nei quali ci si devono attendere dei seri sbalzi di temperatura, s'impiegano due tipi fondamentali d'incapsulazione. Il più vecchio e tradizionale metodo, consiste nel saldare il pellet tra due superfici termicamente appaiate, una delle quali è successivamente saldata fortemente ad un vitone in rame. Il vitone serve come terminale, come base per l'incapsulazione e per condurre il calore sviluppato durante il funzionamento nell'ambiente. Proprio per tale ragione, il vitone è filettato: per la massima facilità di fissaggio su di un radiatore. Con una saldatura molto efficace, questo ti-

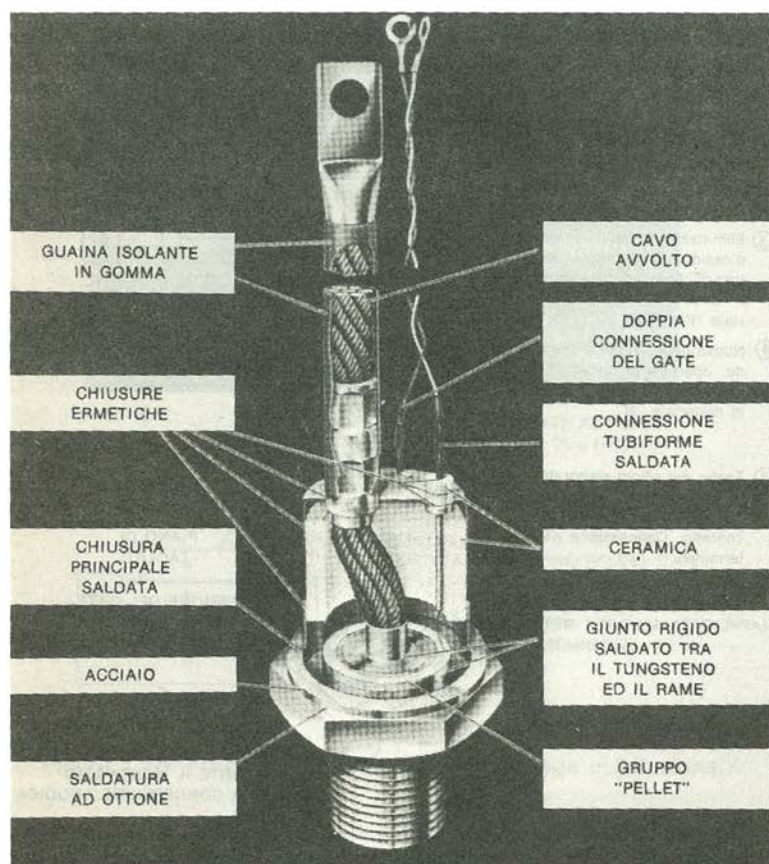



Figura 1.12: Realizzazione di uno SCR concepito per resistere agli stress termici.

po di realizzazione consente di minimizzare le possibilità di distacco termico, quando il tiristore è soggetto a degli estremi di temperatura, o quando la temperatura va ciclicamente verso dei livelli pericolosi. La figura 1.12 mostra la sezione verticale di uno SCR previsto per resistere alla "fatica termica" generata dalle elevate correnti in circolazione.

Il secondo metodo d'incapsulazione prevede la sostituzione tramite contatti a pressione[7] della saldatura superiore tra pellet e contatto in rame nonchè dell'altra saldatura inferiore sulla piastrina di sostegno che fa capo al vitone, e che può essere di rame-tungsteno, come si vede nella figura 1.12. L'eliminazione della saldatura superiore tra il silicio e la piastrina di contatto allevia di molto lo stress introdotto per via termica sul pellet. Ciò rende il dispositivo più resistente nei confronti della fatica termica, ed in pratica rappresenta il solo metodo pratico per poter incapsulare dei pellet molto grandi, da oltre 25 mm di diametro.

La forza necessaria per sviluppare la pressione che assicura un contatto termico ed elettrico adeguato per i giunti, può essere ricavata all'interno del dispositivo, con un particolare metodo d'incapsulazione, o dall'esterno. Un vantaggio tutto particolare ottenibile con l'applicazione della spinta esterna, è che lo stesso dispositivo che l'applica, può anche servire come dissipatore contribuendo al raffreddamento delle due superfici del pellet.

La figura 1.13 mostra l'incapsulazione definita "Press Pak" per dei pellet di semiconduttore che possono essere raffreddati sulle due superfici da aria forzata o da circolazione d'acqua.

Quando un tiristore è specificatamente progettato per l'impiego industriale in applicazioni non stringenti, o per il mercato delle applicazioni "consumer", l'ambiente d'impiego raramente prevede dei forti "salti" di temperatura, ed anzi al contrario, le escursioni termiche sono in genere limitate; al tempo stesso è raro che vi siano in gioco valori al limite applicati ciclicamente, quindi le strutture descritte in precedenza, nel campo dell'incapsulazione, non hanno ragione d'essere. Per i dispositivi che si prefiggono le applicazioni commerciali, il pellet può essere montato *direttamente* sul principale reoforo d'uscita, o volendo sull'involucro metallico con una particolare lega di saldatura. Il giunto di saldatura, deve tuttavia assorbire le tensioni meccaniche che si verificano a causa della diversa dilatazione del silicio e del rame. *Se tali tensioni meccaniche non sono troppo grandi*, è possibile mettere in pratica una "saldatura tenera", tuttavia studiata per condurre adeguatamente il calore dal pellet al supporto, che rende possibile diminuire la superfice del radiatore, quindi di minimizzare i costi generali.

In tal caso, l'intero tiristore è assemblato in un ambiente super-pulito, esente da polvere, che assicura che le caratteristiche dello SCR non mutino a lungo termine.

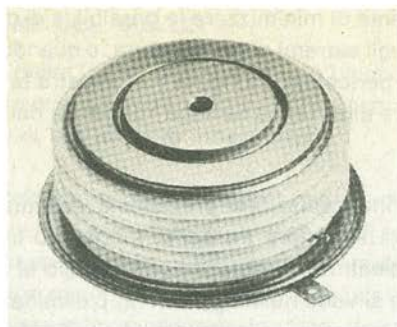



Figura 1.13(a): Contenitore speciale "Press-Pak" per "pellet" di semiconduttore in grado di lavorare a valori di 550A.

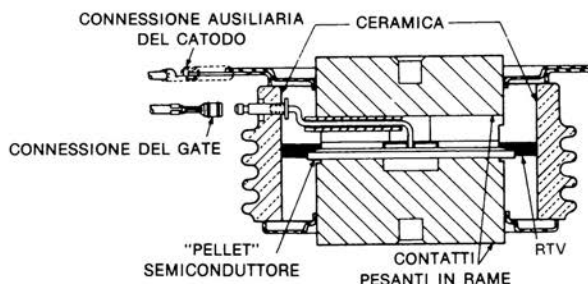



Figura 1.13(b): Dettagli interni della realizzazione.

Per mantenere inalterata la stabilità di queste caratteristiche nella lunga vita operativa del tiristore, il pellet ultimato, è protetto dall'ambiente esterno tramite un involucro completamente ermetico e saldato. Anche le connessioni elettriche sono effettuate per saldatura. Per esser certi che anche questi tiristori possano offrire le prestazioni previste, si effettuano molteplici prove elettriche e meccaniche alla temperatura ambientale, ed anche agli estremi della gamma di temperatura. Si effettuano inoltre delle prove cicliche su dei campioni al limite ed oltre al limite dei parametri, per essere certi delle prestazioni a lungo termine dei prodotti che escono dalle catene di montaggio.

Visto che il procedimento costruttivo planare e passivato da già un ampio livello di protezione dai guasti che possono essere provocati dall'ambiente, in relazione alle caratteristiche del pellet, non è necessaria una incapsulazione del tipo in vetrometallo ermetica, per questo genere di dispositivi. I pellet già passivati, in genere sono introdotti in una custodia pressofusa di plastica al silicone, che provvede ad una

ottima integrità meccanica del complesso ultimato. Nella figura 1.14(a) si osserva la vista esplosa di uno SCR da quattro ampére, mentre la figura 1.14(b) mostra un involucro previsto per elementi dalla maggior potenza, come possono essere i triac vetrificati, e gli SCR previsti per carichi importanti.

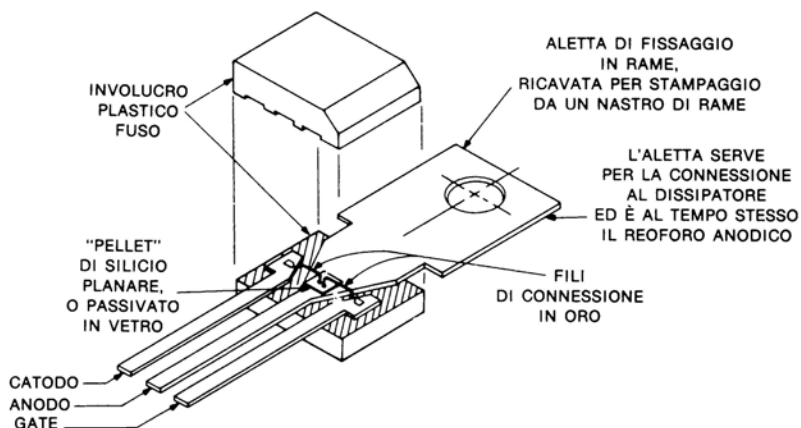



Figura 1.14(a): SCR planare modello C106 che impiega il contenitore plastico con aletta di fissaggio forata "Power Tab".

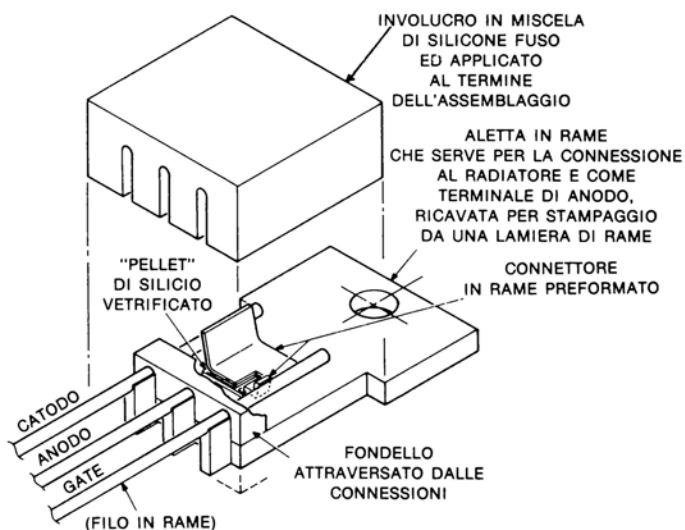



Figura 1.14(b): Disegno del montaggio "Power Pac" impiegato per SCR dalla media potenza.

A proposito della vetrificazione, conviene spendere alcune parole. Si tratta di una passivazione per i pellet recentemente introdotta. Uno strato sottile di vetro fusibile a bassa temperatura è colato a rivestire il chip di silicio, e tale rivestimento compie le medesime funzioni dello strato di SiO_2 richiamato in precedenza. La passivazione in vetro è superiore alla copertura in SiO_2 (in pratica un altro tipo di vetro) perchè può essere applicata sotto forma di rivestimento anche spesso, che offre una passivazione dalle caratteristiche superlative, consentendo il raggiungimento di caratteristiche in tensione migliori.

La vetrificazione, è un procedimento *che succede sempre* alla passivazione normale, e che può essere applicato senza problemi a tutte le strutture mesa dei pellet. In genere dicendo, con la vetrificazione si ottengono delle caratteristiche di blocco delle tensioni assai più elevate di quelle che si ricavano da una normale struttura mesa, ed anche dal procedimento planare; in più, l'utilizzazione del silicio (ampére per centimetro quadro) è assai più intensiva e ad alto rendimento. La struttura mesa è preferibile per quei tiristori che devono sopportare delle tensioni elevate con delle intensità importanti.

1.10 - Confronto del tiristore con altri semiconduttori di potenza

Si deve notare che le modeste correnti α dei settori p-n-p ed n-p-n dei tiristori, sono da considerarsi addirittura basse, e ciò per il migliore blocco della conduzione diretta. In un normale transistore di potenza che impiega tre strati di semiconduttore, è assai desiderabile avere delle α più elevate possibili, per ottenere il miglior guadagno in potenza. Sfortunatamente, le correnti α elevate sono ottenute, nella maggioranza dei transistori al silicio, a spese di una regione di base molto assotigliata, ed una siffatta regione di base è incompatibile se posta tra due zone a bassa resistenza, nel profilo delle tensioni elevate. La regione di base spessa, in un tiristore, è resa necessaria per ottenere delle tensioni piuttosto alte, visto che, di base, il tiristore è un dispositivo, appunto, per tensioni medio-alte. L'impiego della regione di base spessa, è vantaggioso dal punto di vista della facilità di costruzione e della perfetta riproducibilità delle caratteristiche. Un vantaggio del tiristore sul transistor di potenza, è relativo al pilotaggio necessario per la massima conduzione. Molti transistor di potenza al silicio, necessitano di una corrente di base di circa mezzo ampére per poter condurre 5 ampére tra collettore ed emettitore. Nel tiristore la corrente condotta dipende solo dalle caratteristiche del circuito esterno, una volta che il dispositivo sia innescato. Ciò significa che una corrente d'innesco di 50 mA applicata per soli pochi microsecondi, è tutto quel che serve per ottenere una conduzione di qualsivoglia corrente tra anodo e catodo che può andare da alcuni mA a centinaia di A. L'elevata capacità di sostenere delle correnti intense, nel tiristore, si deve semplicemente all'impiego di aree di giunzione più efficaci, che sopportano meglio il transito di intensità forti.

BIBLIOGRAFIA

1. "Nomenclature and Definitions for Semiconductor Devices," International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, IEC Document 47 (Central Office) 43, August 1964.
2. Gentry, Gutzwiller, Holonyak and Von Zastrow, "Semiconductor Controlled Rectifiers ... Principles and Application of p-n-p-n Devices," Prentice-Hall, 1964.
3. Dante E. Piccone, I. Steve Somos, "Are You Confused by High di/dt SCR Ratings", The Electronic Engineer, January 1969, pp. 89-92.
4. Moll et al, "PNPN Transistor Switches," Proceedings IRE, Vol. 44, September 1956, p. 1174-1182.
5. Ruhl, H.J., "Spreading Velocity of the Active Area Boundary in a Thyristor", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-17, No. 9, pp.672-679.
6. Gentry, Scace and Flowers, "Bidirectional Triode p-n-p-n Switches," Proceedings of the IEEE, Vol. 53, No. 4, Aprile 1965.
7. Warburton, Lootens, Staviski, "Pressure Contact Semiconductor Devices," IEEE IGA Conference Record, October 1966.
8. Davies, R.L. "Control of Electric Field at the Surface of p-n Junctions," IEEE Transactions on Electron Devices, July 1964, pp. 313-323.
9. Aldrich, R.W., Holonyak, Jr., N., "Multiterminal p-n-p-n Switches," Proceedings I-RE, Vol. 46, No. 6, June 1958, pp. 1236-39.

CAPITOLO 2

SIMBOLI E TERMINOLOGIA

2.1 - Simboli grafici dei semiconduttori

La figura 2.1 mostra i simboli grafici per i vari tipi di semiconduttori discussi, e che s'impiegano nei circuiti elettrici di questo manuale. I simboli sono quelli più comunemente impiegati, e conformi agli standard sia attuali che futuri per quanto possibile. I simboli sono orientati a far comprendere per quanto possibile i circuiti. Le curve caratteristiche V-I dei dispositivi sono rappresentate per 360°, ed i simboli adottati per i terminali sono quelli che servono più che altro al tecnico ed al progettista, invece di rappresentare un'astrazione relativa alla geometria dei semiconduttori.

DENOMINAZIONE DEL SEMICONDUTTORE	SIMBOLO GRAFICO IMPIEGATO IN QUESTO MANUALE	CURVE CARATTERISTICHE V-I PER IL TERMINALE PRINCIPALE
DIODI DIODO RETTIFICATORE	A K	I_A V_{A+}
DIODO DI SCHOTTKY	A K	I SCHOTTY CONVENZIONALE V
DIODO A CONDUZIONE FORZATA (ZENER, O A VALANGA) a) UNIDIREZIONALE	SIMBOLO PREFERITO A K SIMBOLO ALTERNATIVO A K OPPURE	I V_{A+}

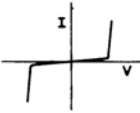
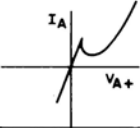
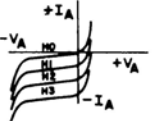
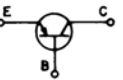
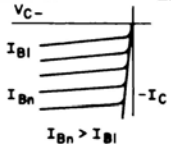
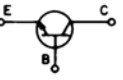
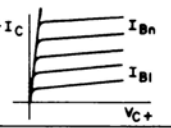
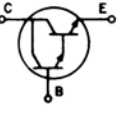
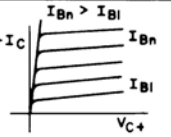
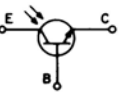
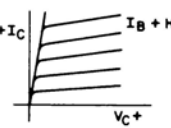
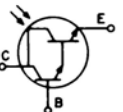
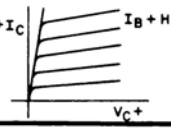
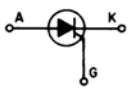
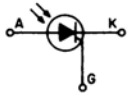
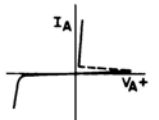
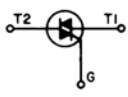
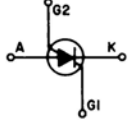
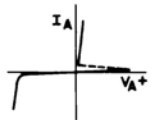
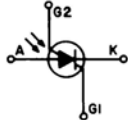
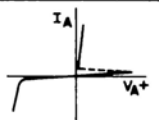
Figura 2.1: Simboli grafici dei semiconduttori.

DENOMINAZIONE DEL SEMICONDUTTORE	SIMBOLO GRAFICO IMPIEGATO IN QUESTO MANUALE	CURVE CARATTERISTICHE V-I PER IL TERMINALE PRINCIPALE
Diodi (continua) b) BIDIREZIONALE (IMPIEGATO ANCHE PER IL "THYRECTOR" O SOPPRESSORE DI TENSIONI CA AL SELENIO)	SIMBOLO DA PREFERIRE SIMBOLO ALTERNATIVO	I V
DIODO TUNNEL	A K	I_A V_A+
FOTODIODO	A K	$+I_A$ $-V_A$ H0 H1 H2 H3 $+V_A$ $-I_A$
DIODO EMETTITORE DI LUCE, O DIODO EMETTITORE DI RAGGI INFRAROSSI	A K	I_A V_A+
TRANSISTORI PNP	E C B	V_C- I_{B1} I_{Bn} $-I_C$ $I_{Bn} > I_{B1}$
NPN	E C B	$+I_C$ I_{Bn} I_{B1} V_C+
TRANSISTOR DARLINGTON	C E B	$I_{Bn} > I_{B1}$ $+I_C$ I_{Bn} I_{B1} V_C+
FOTOTRANSISTOR (TRANSISTOR SENSIBILE ALLA LUCE)	E C B	$+I_C$ $I_B + H$ V_C+
DARLINGTON SENSIBILE ALLA LUCE (FOTOAMPLIFICATORE)	E C B	$+I_C$ $I_B + H$ V_C+

Figura 2.1: (continua)

DENOMINAZIONE DEL SEMICONDUTTORE	SIMBOLO GRAFICO IMPIEGATO IN QUESTO MANUALE	CURVE CARATTERISTICHE V-I PER IL TERMINALE PRINCIPALE
Transistori (continua)		
UJT (TRANSISTOR UNIGIUNZIONE) – (MODELLO MUNITO DI BASE DEL TIPO "N")	B2 B1 E	V_{E-B1} I_E
"CUJT" (TRANSISTOR UNIGIUNZIONE COMPLEMENTARE) – (MODELLO MUNITO DI BASE DEL TIPO "P")	B2 B1 E	$-I_E$ $-V_{E-B1}$
DIODO TRIGGER BIDIREZIONALE "DIAC" (MODELLO NPN)		I V
TIRISTORI		
"PUT" (TRANSISTORE PROGRAMMABILE UNIGIUNZIONE)	G A K	I_A V_A
"LAPUT" (TRANSISTOR UNIGIUNZIONE PROGRAMMABILE ATTIVATO DALLA LUCE)	G A K	I_A V_A+
"DIAC" (DIODO TIRISTORE BIDIREZIONALE)		I V
"SUS" (INTERRUTTORE UNILATERALE AL SILICIO)	A K G	I_A V_A+
"SBS" (INTERRUTTORE BILATERALE AL SILICIO)	A2 A1 G	I V
"ASBS" (INTERRUTTORE BILATERALE AL SILICIO ASIMMETRICO)	A2 A1 G	I V

Figura 2.1: (continua)

DENOMINAZIONE DEL SEMICONDUTTORE	SIMBOLO GRAFICO IMPIEGATO IN QUESTO MANUALE	CURVE CARATTERISTICHE V-I PER IL TERMINALE PRINCIPALE
Tiristori (continua) "SCR" (RETTIFICATORE CONTROLLATO AL SILICIO) O TIRISTORE TRIODO MUNITO DEL BLOCCO DELLA CONDUZIONE INVERSA		
"LAS" (INTERRUTTORE ATTIVATO DALLA LUCE). DIODO-TIRISTORE ATTIVATO DALLA LUCE MUNITO DEL BLOCCO DELLA CONDUZIONE INVERSA		
"LASCR" (SCR ATTIVATO DALLA LUCE). TIRISTORE TRIODO ATTIVATO DALLA LUCE MUNITO DEL BLOCCO DELLA CONDUZIONE INVERSA		
"TRIAC" (TIRISTORE TRIODO BIDIREZIONALE)		
"SCS" (INTERRUTTORE AL SILICIO CONTROLLATO). TIRISTORE TETRODO MUNITO DEL BLOCCO DELLA CONDUZIONE INVERSA		
"LASCS" (SCS ATTIVATO DALLA LUCE). TIRISTORE TETRODO ATTIVATO DALLA LUCE E MUNITO DEL BLOCCO DELLA CONDUZIONE INVERSA		

A – ANODO
B – BASE
C – COLLETTORE
E – EMITTITORE
G – GATE
K – CATODO

NOTA:
I cerchietti posti attorno ai simboli grafici, sono opzionali, e possono essere omessi se la loro omissione non è causa di confusioni. Nei casi elencati, i cerchietti indicano l'involucro del dispositivo, che può racchiudere terminali inaccessibili e di base serve per separare il simbolo contenuto.

Figura 2.1: (continua)

2.2 - Terminologia degli SCR

Le tabulazioni che seguono, definiscono la terminologia impiegata nel campo degli SCR e dei Triac. Cosi come nel caso dei simboli grafici (paragrafo 2.1) si è cercato di raggiungere la massima conformità con gli standard già esistenti, per quanto possibile.

2.2.1 - INDICAZIONI

Le lettere che seguono rappresentano indicazioni standard impiegate nel campo dei tiristori.

A	Anodo, ambiente
(AV)	Valore medio
(BO)	Tensione di rottura
(BR)	Tensione d'innesco
C	Involucro
D	Stato di "OFF" senza trigger
d	Ritardo
G	Gate
H	Tenuta
K	Catodo
L	Autotenuta
M	Valore massimo
O	Circuito aperto
q	Spegnimento
R	Inverso (valore), o come secondo suffisso, ripetitivo
(RMS)	Valore medio, o più precisamente "Total Root Mean Square Value"
r	Crescita
rr	Recupero (tempo di) inverso
S	Corto circuito, o come secondo suffisso, non ripetitivo (Termine infrequente)
T	Stato di "ON", trigger
0	Indicazione termica
W	Di lavoro

2.2.2 - CARATTERISTICHE E PARAMETRI

Una caratteristica è inerente ad una proprietà misurabile di un dato dispositivo. Tale proprietà può essere elettrica, meccanica; oppure termica, idraulica, elettromagnetica o nucleare e può essere espressa come un dato valore per una precisa condizione. Una caratteristica può essere anche relativa ad un gruppo di valori, usualmente espressi in forma grafica.

Un dato è un valore che stabilisce una condizione d'impiego al limite (massimo o minimo) per un dispositivo elettronico. Normalmente è determinato per specifici valori d'ambiente e di lavoro, e può essere espresso in qualunque modo comprensibile.

Curva caratteristica di tensione/corrente (caratteristica principale)	Questa funzione, che normalmente è rappresentata per via grafica, riunisce l'andamento della tensione principale alla corrente principale, con la corrente di gate, ove sia applicabile, come parametro.
Caratteristica Anodo-catodo in tensione/corrente (Caratteristica anodica)	Si tratta di una funzione, normalmente rappresentata per via grafica, che relaziona la tensione anodo-catodo alla corrente principale rispetto alla corrente di gate, se si può considerarla quale parametro. NOTA: Il termine non si applica al tiristore bidirezionale.
Stato di "ON"	La condizione nella quale il tiristore corrisponde ad una bassa resistenza, e presenta ai capi una piccola frazione della tensione di alimentazione nell'angolo di commutazione (s).
Stato di "OFF"	La condizione nella quale il tiristore corrisponde ad una elevata resistenza, ed è percorso da una intensità di corrente molto piccola rispetto a quella principale.
Punto di "breakover"	Un punto qualunque nella curva principale di tensione-corrente, nel quale la resistenza differenziale è ridotta a zero, e nel quale la tensione principale raggiunge il massimo valore.
Regione della resistenza negativa differenziale	Qualunque porzione nella curva caratteristica principale di tensione/corrente posta nel quadrante di commutazione, nella quale la resistenza differenziale risulta negativa.
Stato di blocco nella conduzione inversa (di un tiristore che blocca la conduzione inversa)	Si tratta della condizione nella quale un tiristore che non preveda la conduzione inversa opera in una porzione della curva anodo-catodo, tensione-corrente, nella quale si verifica una corrente inversa che ha un valore molto più piccolo di quello del "breakdown" inverso.

Impedenza nello stato "OFF"	Si tratta della impedenza differenziale tra i terminali che conducono l'intensità maggiore, che interviene quando il tiristore è nello stato di "off".
Impedenza nello stato di "ON"	Si tratta dell'impedenza differenziale, tra i terminali che conducono l'intensità maggiore, che interviene nello stato di "on", per un dato punto di lavoro.
Impedenza di blocco inverso per i tiristori che non prevedono il funzionamento nella conduzione inversa	Si tratta dell'impedenza differenziale, tra i terminali che conducono l'intensità maggiore, che si verifica quando il tiristore è nello stato di blocco inverso per un dato punto di lavoro.
Tensione principale	Si tratta della tensione che è applicata ai terminali principali. NOTE: 1 Nel caso del tiristore che non prevede la conduzione inversa, la tensione principale vien detta positiva quando il potenziale anodico è più elevato del potenziale di catodo, e vien detta negativa quando il potenziale anodico è più basso di quello del catodo. 2 Per i tiristori bidirezionali, la tensione principale vien detta positiva quando il potenziale al reoforo principale 2 è più elevato di quello al reoforo principale 1.
Tensione anodo - catodo (tensione anodica)	Si tratta della tensione presente tra il terminale dell'anodo e quello del catodo. NOTA: 1 La tensione vien detta positiva quando il potenziale anodico è più elevato del potenziale di catodo, e vien detta negativa quando il potenziale anodico è più basso di quello del catodo. 2 Il termine non si applica ai tiristori bidirezionali.
Tensione diretta (di un tiristore che non prevede la conduzione inversa)	Una tensione positiva tra anodo e catodo.
Tensione nello stato di "off"	La tensione principale, quando il tiristore è nello stato di "off".

Tensione di picco operativa nello stato di "off"

Il valore massimo istantaneo della tensione nello stato di "off" che interviene ai capi di un tiristore, escludendo tutte le tensioni transitorie ripetitive e non ripetitive.

Tensione di picco di riposo ripetitiva

Il valore massimo istantaneo della tensione nello stato di "off" che compare ai capi di un tiristore, includendo tutte le tensioni transitorie, ma escludendo le tensioni transitorie non ripetitive.

Tensione di picco di riposo non ripetitiva

Si tratta del valore massimo istantaneo della tensione che compare ai capi di un tiristore che è nello stato di "off" non ripetitivo.

Rapporto critico della crescita della tensione nello stato di "off"

Il valore minimo del rapporto di crescita della tensione principale, che può causare la commutazione dallo stato di "off" a quello di "on".

Rapporto di crescita della tensione riapplicata, dv/dt riapplicata (in un tiristore che preveda il blocco inverso)

Si tratta del rapporto di crescita della tensione diretta che segue allo spegnimento, o alla commutazione. (Si tratta di una condizione di prova, che serve per la misura del tempo di spegnimento).

Rapporto critico di crescita della tensione di commutazione (per tiristori bidirezionali)

Si tratta del minimo valore del rapporto di crescita della tensione principale, che può provocare la commutazione dallo stato di "off" a quello di "on" nella porzione inversa della curva.

Tensione di "breakover"

Si tratta della tensione principale nel punto di "breakover".

Tensione nello stato di "ON"

Si tratta della tensione principale quando il tiristore è nello stato di "on".

Tensione minima per lo stato di "on"

Si tratta della tensione principale positiva minima durante la quale la resistenza differenziale ha un valore zero, con il gate aperto.

Corrente principale

Si tratta di un termine generico che indica la corrente che circola nella giunzione di collettore.
NOTA: In pratica si tratta della corrente che circola tra i due reofori principali.

Corrente nello stato di "on"	Si tratta della corrente principale che circola quando il tiristore è nello stato di "on".
Corrente diretta (in un tiristore che non prevede la conduzione inversa)	Si tratta della corrente principale che circola quando l'anodo di un tiristore è positivo nei confronti del suo catodo.
Corrente di picco ripetitiva nello stato di "on"	Si tratta del valore ripetitivo della corrente di picco nello stato di "on" che include tutte le correnti ripetitive transitorie.
Valore di spunto (non ripetitivo) nello stato di "on"	Una corrente dalla breve durata che si verifica quando interviene lo stato di "on" con una forma d'onda specificata.
Rapporto critico di crescita della corrente nello stato di "on"	Si tratta del massimo valore del rapporto di crescita della corrente nello stato di "on" che il tiristore sopporta senza effetti deleteri.
Corrente nello stato di "off"	Si tratta della corrente principale quando il tiristore è nello stato di "off".
Corrente di "breakover"	È la corrente principale al punto di "breakover".
Corrente di tenuta	È la minima corrente principale necessaria per mantenere il tiristore nello stato di "on".
Corrente di allacciamento	È la minima corrente principale che serve per mantenere il tiristore nello stato di "on" immediatamente dopo l'innesco, cioè dopo il passaggio dallo stato di "off" a quello di "on", con il segnale di commutazione tolto.
Tensione inversa (di un tiristore che non prevede la conduzione inversa)	È la tensione negativa dall'anodo al catodo.
Tensione di picco inverso di lavoro (di un tiristore che non prevede la conduzione inversa)	Si tratta del valore massimo istantaneo della tensione inversa che può intervenire ai capi di un tiristore, escludendo tutte le tensioni transitorie ripetitive e non ripetitive.

Tensione ripetitiva di picco inverso (in un tiristore che non prevede la conduzione inversa)	Si tratta del valore massimo istantaneo della tensione inversa che può intervenire ai capi di un tiristore, includendo tutte le tensioni inverse ripetitive, ma escludendo le tensioni non ripetitive transitorie.
Tensione di picco inversa non ripetitiva (di un tiristore che non prevede la conduzione inversa)	Si tratta del valore massimo istantaneo di qualunque tensione inversa transitoria non ripetitiva che può intervenire ai capi di un tiristore.
Tensione inversa di "breakdown" (di un tiristore che non preveda la conduzione inversa)	Si tratta del valore di tensione negativa tra anodo e catodo, alla quale la resistenza differenziale tra i terminali di anodo e catodo muta da un valore elevato ad un valore sostanzialmente basso.
Corrente inversa (in un tiristore che non prevede la conduzione inversa)	Si tratta della corrente che si ha con una tensione negativa tra anodo e catodo.
Corrente inversa (in un tiristore che non prevede la conduzione inversa)	È la corrente che circola con una tensione negativa dall'anodo al catodo.
Corrente inversa di "breakdown" (in un tiristore che non preveda la conduzione inversa)	È la corrente principale alla tensione inversa di "breakdown".
Tensione del gate	È la tensione presente tra il gate ed un altro elettrodo principale specificato. NOTA: La tensione del gate ha una polarità che è determinata dal terminale principale cui è riferita.
Corrente del gate	È la corrente generata dalla tensione del gate. NOTA: 1 La corrente positiva per il gate, è la normale corrente che circola nell'ingresso del gate. 2 La corrente negativa per il gate, è la corrente che circola nel senso inverso, fuoriuscendo dal terminale del gate.

Tensione di trigger del gate — Si tratta della tensione che è necessaria per produrre la corrente di trigger del gate.

Tensione di non-trigger del gate — È la massima tensione del gate che non è ancora sufficiente per far commutare il tiristore dallo stato di "off" a quello di "on".

Corrente di trigger del gate — È la minima corrente di gate necessaria per far commutare il tiristore dallo stato di "off" a quello di "on".

Corrente di non-trigger del gate — È la massima corrente del gate che non è ancora sufficiente per far commutare il tiristore dallo stato di "off" a quello di "on".

Resistenza termica (di un dispositivo a semiconduttore) — È la differenza in temperatura tra due punti specificati (o due zone) divise per la dissipazione nelle condizioni di equilibrio termico.

Impedenza termica transitoria (di un dispositivo semiconduttore) — È la variazione nella differenza di temperatura tra due punti specifici o due regioni al termine di un intervallo di tempo diviso per il rapporto del cambio di funzione nella dissipazione all'inizio dello stesso intervallo di tempo che provoca la mutazione della differenza nella temperatura.

Tempo d'innesco controllato dal gate — È l'intervallo di tempo che intercorre tra un punto specificato all'inizio di un impulso di gate e l'istante in cui la tensione principale (corrente) cala (o cresce) ad un valore specificato basso (o elevato) durante la commutazione di un tiristore dallo stato di "off" allo stato di "on" tramite l'impulso di gate.

Tempo di ritardo controllato dal gate — È l'intervallo di tempo che intercorre tra uno specifico punto, all'inizio dell'impulso di gate, e l'istante in cui la tensione principale (o la corrente) cala (o cresce) ad un valore specifico vicino al valore iniziale durante la commutazione di un tiristore dallo stato di "off" allo stato di "on" tramite un impulso sul gate.

Tempo di salita controllato dal gate

È l'intervallo di tempo che intercorre tra l'istante nel quale la tensione principale (o la corrente) cala (o cresce) da un valore specificato vicino al valore iniziale ad un valore specificato basso (o alto) durante il passaggio del tiristore dallo stato "off" allo stato "on" tramite un impulso di gate.

NOTA: Tale intervallo sarà uguale al tempo di salita della corrente nello stato "on" per carichi puramente resistivi.

Tempo di spegnimento comandato dal circuito

Si tratta dell'intervallo di tempo che intercorre tra l'istante in cui la corrente principale scende a zero dopo la commutazione da parte del circuito esterno, e l'istante nel quale il tiristore è in grado di mantenere ai capi una determinata tensione principale, pur senza che avvenga l'innesco.

Tempo di recupero inverso (di un tiristore che non preveda la conduzione inversa)

Si tratta del tempo necessario perchè la corrente o la tensione principale torni ad un valore specificato dopo la commutazione istantanea dallo stato di "on" ad una tensione o corrente inversa.

I quadro t (I^2t)

Si tratta delle misure della massima capacità di resistere ad una extracorrente diretta non ripetitiva, per la durata di un breve impulso. Il valore è valido solo per la durata d'impulso specificata.
I è espressa in ampére RMS, e t è la durata dell'impulso in secondi. (Il parametro I^2t è necessario per il dimensionamento e la coordinazione dei fusibili).

Forza di montaggio

Si tratta della pressione che deve essere applicata ai contenitori del tipo "Press Pak" per assicurare un contatto termico ed elettrico adeguato al tiristore, pur senza che avvengano danneggiamenti meccanici.

Momento torcente

Si tratta del momento torcente raccomandato per il montaggio di quegli elementi che impiegano il "vitone".

2.2.3 - TAVOLA DEI PARAMETRI

Parametro	Valore complessivo RMS	Valore CC senza componenti alternate	Valore CC con componenti alternate	Valore istantaneo totale	Massimo valore totale di picco
Corrente nello stato "on"	$I_{T (RMS)}$	I_T	$I_{T (AV)}$	i_T	I_{TM}
Picco ripetitivo di corrente nello stato "on"					I_{TRM}
Spunto (non ripetitivo) Corrente nello stato "on"					I_{TSM}
Corrente di "breakover"		$I_{(BO)}$		$i_{(BO)}$	
Corrente nello stato di "off"	$I_{D(RMS)}$	I_D	$I_{D (AV)}$	i_D	I_{DM}
Picco ripetitivo della corrente nello stato di "off"					I_{DRM}
Corrente inversa	$I_{R (RMS)}$	I_R	$I_{R (AV)}$	i_R	I_{RM}
Corrente ripetitiva di picco inverso					I_{RRM}
Corrente inversa di "breakdown"		$I_{(BR) R}$		$i_{(BR)R}$	
Tensione nello stato di "on"	$V_{T (RMS)}$	V_T	$V_{T (AV)}$	V_T	V_{TM}
Tensione di "breakover"		$V_{(BO)}$		$v_{(BO)}$	
Tensione nello stato "off"	$V_{D (RMS)}$	V_D	$V_{D (AV)}$	V_D	V_{DM}
Tensione minima per lo stato di "on"		$V_{T (MIN)}$			
Tensione di lavoro, picco nello stato "off"					V_{DWM}
Tensione di lavoro, picco ripetitivo nello stato "off"					V_{DRM}
Tensione di picco non ripetitiva nello stato di "off"					V_{DSM}
Tensione inversa	$V_{R (RMS)}$	V_R	$V_{R (AV)}$	V_R	V_{RM}

Parametro	Valore complessivo RMS	Valore CC senza componenti alternate	Valore CC con componenti alternate	Valore istantaneo totale	Massimo valore totale di picco
Tensione di lavoro, picco inverso					V_{RWM}
Tensione di lavoro, picco inverso ripetitivo					V_{RRM}
Tensione non ripetitiva di picco inverso					V_{RSM}
Tensione di "breakdown" inverso		$V_{(BR)R}$		$V_{(BR)R}$	
Corrente di tenuta		I_H		i_H	
Corrente di autoallacciamento		I_L		i_L	
Corrente del gate		I_G	$I_{G(AV)}$	i_G	I_{GM}
Corrente d'innesco del gate		I_{GT}		i_{GT}	I_{GTM}
Corrente inferiore al livello di trigger (non trigger)		I_{GD}		i_{GD}	I_{GDM}
Tensione del gate		V_G	$V_{G(AV)}$	V_G	V_{GM}
Tensione di trigger del gate		V_{GT}		V_{GT}	V_{GTM}
Tensione inferiore al livello di trigger (non trigger)		V_{GD}		V_{GD}	V_{GDM}
Potenza di dissipazione del gate		P_G	$P_{G(AV)}$	P_G	P_{GM}

2.2.4 - SIMBOLI LETTERALI DALL'IMPIEGO GENERICO

	Simbolo attuale	Simbolo adottato in precedenza
Temperatura ambientale	T_A	
Temperatura dell'involucro	T_C	
Temperatura della giunzione	T_J	
Temperatura di magazzinaggio	T_{stg}	
Resistenza termica	R_θ	θ
Resistenza termica, dalla giunzione all'involucro	$R_{\theta JC}$	$\theta_{J\text{-}C}$
Resistenza termica dalla giunzione all'ambiente	$R_{\theta JA}$	$\theta_{J\text{-}A}$
Resistenza termica dall'involucro all'ambiente	$R_{\theta CA}$	$\theta_{C\text{-}A}$
Impedenza termica ai transitori	$Z_{\theta(t)}$	$\theta_{(t)}$
Impedenza termica ai transitori, dalla giunzione all'involucro	$Z_{\theta JC\ (t)}$	$\theta_{J\text{-}C\ (t)}$
Impedenza termica ai transitori dalla giunzione all'ambiente	$Z_{\theta JA\ (t)}$	$\theta_{J\text{-}A(t)}$
Tempo di ritardo	t_d	
Tempo di salita	t_r	
Tempo di discesa	t_f	
Tempo di recupero inverso	t_{rr}	
Tempo di spegnimento comandato dal circuito	t_q	

CAPITOLO 3

CARATTERISTICHE E PARAMETRI DEI TIRISTORI

La famiglia che comprende i dispositivi a tiristore, ha in comune per tutti gli elementi, la possibilità di offrire la commutazione in uno o due quadranti delle curve caratteristiche V-I. I tiristori impiegati come interruttori di potenza, hanno la necessità comune di lavorare in un circuito progettato adeguatamente per il raffreddamento, e la dissipazione ausiliaria della temperatura prodotta durante il funzionamento. In più, i tiristori sono portati nello stato di conduzione o applicando un segnale di trigger al loro gate, o aumentando la tensione dello stato d'interdizione sino a che si supera il valore di breakover.

Queste ed altre proprietà comuni dei tiristori portano ad una caratterizzazione tipica ed uniforme che differisce solo in alcuni dettagli, ad esempio, se si vuole impiegare un triac oppure uno SCR.

Nei seguenti paragrafi di questo capitolo, le tematiche trattate fanno quasi sempre riferimento agli SCR. La maggior parte di quanto detto, per altro, si applica anche ad altri elementi che appartengono alla categoria dei tiristori. Delle informazioni con specifico riferimento ai triac, sono riportate nel Capitolo 7 di questo volume, e nel Capitolo 4 del volume 2 si trattano minutamente i tiristori attivati dalla luce.

3.1 - La temperatura della giunzione

La gamma di lavoro per le temperature delle giunzioni dei tiristori, varia da un tipo o l'altro. In qualche caso, si richiede un limite molto basso di temperatura per ridurre lo stress nel cristallo di silicio a valori di sicurezza. Questo tipo di stress è dovuto alla differenza nei coefficienti termici di espansione dei materiali che s'impiegano per realizzare il nucleo del dispositivo. La temperatura superiore di lavoro, è limitata dalla dipendenza della temperatura dalla tensione di breakover, dal tempo di spegnimento, e da varie considerazioni sulla stabilità termica. La temperatura limite di magazzinaggio, nella maggioranza dei casi, può essere superiore a quella di lavoro. È scelta per ottenere un'ottima stabilità ed affidabilità delle caratteristiche nel tempo.

La massima temperatura dichiarata per la giunzione, può essere impiegata per de-

terminare il punto di lavoro e la possibilità di resistere a sovraccarichi ricorrenti, con un dato radiatore ed una temperatura ambientale massima ben definita. Di converso, il radiatore che serve, può essere determinato dal carico che si prevede per il semiconduttore, tramite i classici calcoli relativi all'impedenza termica, presentati nei paragrafi 3.3 e 3.4.

In modo transitorio, un dispositivo può anche operare al di sopra della massima temperatura specificata per la giunzione, pur lavorando ancora nel rispetto delle caratteristiche generali enunciate. Un esempio di questo tipo di lavoro lo si ha quando interviene una corrente di "surge" diretta, non ricorrente. Un altro esempio, è la crescita locale delle temperature della giunzione quando il dispositivo commuta al limite delle sue possibilità. A questo punto, sarebbe comunque scomodo addentrarci troppo nei limiti di temperatura e nell'analisi degli stress da un punto di vista applicativo. Tuttavia, la possibilità di lavoro a temperature più elevate di quelle che stabiliscono le caratteristiche resta implicita e sarà richiamata anche nel prosieguo.

3.2 - La dissipazione

La potenza che si genera nella regione delle giunzioni di un tipico tiristore, e che deve essere dissipata, ha le cinque diverse componenti che seguono:

a. I valori che si verificano durante la commutazione nella conduzione.
b. La conduzione.
c. I valori che si verificano durante la commutazione a riposo.
d. Il blocco della conduzione.
e. Le correnti di trigger.

Le dispersioni durante lo stato di conduzione, sono da comprendere tra i fattori principali che determinano il riscaldamento della giunzione, nel funzionamento normale, a frequenze di lavoro usuali. Tuttavia, se vi sono passaggi repentini verso l'alto (di/dt elevato) nelle forme d'onda delle correnti, o un lavoro a frequenza alta, le perdite durante la commutazione nello spegnimento portano a condizioni-limite. Tali casi sono descritti minuziosamente nei paragrafi 3.7 e 3.8.

La figura 3.1 riporta le dispersioni nello stato di conduzione, espresse in watt "medi" relative allo SCR modello C137; i valori si riferiscono a diversi angoli di conduzione ed alla frequenza di lavoro di 400 Hz. Questo tipo di informazione per progettisti, è compresa in tutti i "data sheet" per i vari SCR (salvo se si tratta di taluni SCR previsti per il lavoro come invertitori). Le curve sono basate su di una forma d'onda che è una parte di un semiperiodo sinusoidale che deriva dall'angolo di conduzione provocato dal trigger, su di un carico resistivo monofase. Curve analoghe si possono tracciare anche per forme d'onda rettangolari. Le curve che sono relative alla potenza, come

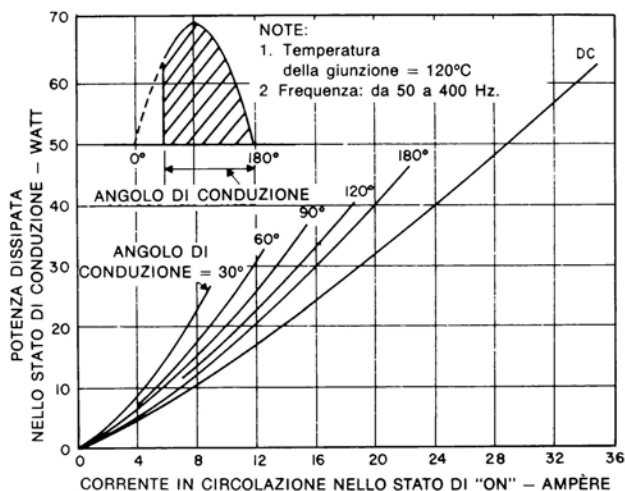



Figura 3.1: Massima dissipazione media nello stato di conduzione, per gli SCR della serie C137.

sappiamo, sono prodotti integrati della tensione anodica istantanea, e della caduta di tensione nello stato di "on". L'integrazione può essere condotta per via grafica o analitica, prendendo come guida degli angoli di conduzione diversi da quelli indicati, impiegando le curve caratteristiche nell'accensione (innesco) di tensione-corrente per il dispositivo specifico.

Le dispersioni che si verificano nello stato di "on" e nell'interdizione inversa, sono determinate graficamente tramite appropriate curve di blocco E-I nello "sheet" di caratteristiche.

Le dispersioni nel gate, sono trascurabili per i segnali di trigger dalla forma impulsiva. Le dispersioni, divengono più degne di nota per segnali di gate con un tempo più pronunciato, o per quegli SCR che hanno un involucro piccolo, genere TO-5, TO-18, o i vari elementi muniti di fissaggio tramite linguetta forata ("Power Tab"). Le dispersioni possono essere calcolate in base alle curve E-I mostrate nelle caratteristiche di trigger di un determinato tipo di SCR. Si avrà una dissipazione più elevata per il gate, in uno SCR che abbia le curve caratteristiche che intersecano la retta di carico per il gate verso la metà. Per una esplicazione più dettagliata delle caratteristiche del gate e della relativa retta di carico, si veda il Capitolo 4.

Le caratteristiche di commutazione nella conduzione sono discusse nel paragrafo 3.8. La commutazione nell'interdizione è trattata nel capitolo 5.

3.3 - La resistenza termica

Il calore sviluppato nella giunzione tramite le dispersioni summenzionate, circola verso l'involucro ("case"), e poi verso il radiatore (se è utilizzato); da questo s'irradia nell'ambiente circonvicino. La temperatura della giunzione sale oltre a quella del vitone di fissaggio, o all'involucro, in diretta proporzione all'ammontare del calore che fluisce dalla giunzione ed alla resistenza termica del dispositivo, che contrasta il flusso di calore. L'equazione che segue stabilisce la relazione tra i due fenomeni nella condizione di lavoro continuativa:

$$T_J - T_C = P R_{\theta JC} \tag{3.1}$$

ove T_J = la temperatura media della giunzione in °C

T_C = la temperatura dell'involucro ("case") in °C

P = il calore medio prodotto dalla giunzione

$R_{\theta JC}$ = alla resistenza termica nella condizione di lavoro continuativa, tra la giunzione ed il vitone o l'involucro in °C/watt.

L'equazione 3.1 può essere impiegata per determinare la dissipazione ottenibile, e di conseguenza la corrente CC "pura" durante la conduzione di uno SCR, per una determinata temperatura dell'involucro impiegando le curve E-I dello stato di conduzione. A questo scopo, T_J è la temperatura massima raggiungibile per un dato dispositivo. I valori massimi della $R_{\theta JC}$ e della T_J sono dati nelle specifiche fornite.

3.4 - Impedenza termica dei transistori

3.4.1 - INTRODUZIONE

L'equazione 3.1 non soddisfa se si tratta di ricavare la temperatura di picco della giunzione allorché il calore si forma ad impulsi, come ad esempio durante i tratti di conduzione nel funzionamento a corrente alternata. Se per l'equazione 3.1 s'impiega il valore di picco di P, si ha un valore troppo "prudente" per la limitazione della crescita della temperatura della giunzione. D'altro canto, se s'impiega il valore medio di P durante l'intero ciclo, si ha una stima troppo ridotta per la temperatura di picco della giunzione. Il motivo di questa discrepanza ricade nella capacità termica del semiconduttore, come dire nella caratteristica che il riscaldamento richiede un certo tempo, nella possibilità di accumulare il calore, e nella possibilità di smaltirlo prima che intervenga l'impulso successivo.

Se confrontati con altri dispositivi elettrici, come i trasformatori ed i motori, i semiconduttori, hanno una limitata capacità termica, particolarmente nelle vicinanze immediate della giunzione. Come risultato, i dispositivi tipo SCR si scaldano molto rapi-

damente una volta messi in azione, sotto carico, e la temperatura della giunzione può fluttuare durante il corso del periodo della tensione d'alimentazione. Tuttavia, per dei sovraccarichi molto brevi, questa capacità termica limitata, o "rapido excursus termico" può essere utile per frenare il surriscaldamento della giunzione con appropriati sistemi. In pratica, i dissipatori ai quali sono fissati i semiconduttori, possono avere delle costanti termiche di molti minuti. Queste due caratteristiche, possono essere impiegate per avvantaggiarsi nel funzionamento impulsivo o intermittente; spesso, il funzionamento, può andare ben oltre alle caratteristiche date per il funzionamento in CC, continuo.

3.4.2 - LA CURVA D'IMPEDENZA TERMICA NEI CONFRONTI DEI TRANSISTORI

Il "circuito" termico di uno SCR può essere semplificato come si vede nella figura 3.2. Si tratta di una rete equivalente teorica che irradia in una direzione, rispetto alle giunzioni, e con tutte le perdite termiche introdotte solo dalle giunzioni. La semplificazione riportata, è valida per ampiezze di correnti alle quali le dispersioni I^2R sono piccole, nei confronti delle dispersioni delle giunzioni.

Nella figura 3.2, il livello di riferimento è l'involucro del semiconduttore di potenza. Se un modello piccolo, munito del montaggio a vitone è montato su di un dissipatore infinito, s'impiega invece come riferimento la temperatura del radiatore. Comunque, nel caso dei dispositivi dalle maggiori dimensioni, la resistenza termica tra l'involucro ed il radiatore, è relativamente grande se comparata alla resistenza termica tra la giunzione e l'involucro.

In certi casi, come riferimento si deve impiegare la temperatura del vitone o dell'involucro.

Quando un gradino ripido di potenza riscaldatrice P è indotto nelle giunzioni dello SCR (e nel circuito termico), come si vede nella figura 3.3A, la temperatura della giunzione sale con un andamento che dipende dal responso termico del tutto. L'effetto è rappresentato dalla curva "Theath" della figura 3.3b. Dopo un tempo sufficientemente lungo, t_1, la temperatura della giunzione si stabilizza ad un punto che vale $\Delta T = PR_{\theta JC}$ al di sopra della temperatura dell'ambiente (o del case). Questo valore continuo, è dato dall'equazione 3.1. Il parametro $R_{\theta JC}$, è la somma di $R_{\theta 1}$ sino a $R_{\theta N}$ nel circuito equivalente termico della figura 3.2. Nel Capitolo 10 del volume 2 sono riportate le specifiche istruzioni per la misura delle caratteristiche termiche degli SCR, con i relativi schemi.

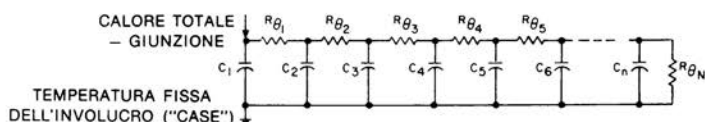



Figura 3.2: Circuito termico semplificato di un semiconduttore di potenza.

Tornando alle curve di figura 3.3, se il controllo della potenza d'ingresso termina nel punto t_2, prima che la temperatura della giunzione sia stabilizzata, la temperatura della giunzione, tornerà al valore ambientale nel punto "T_{cool}" della curva 3.3B. Si nota che le curve "T_{heat}" e "T_{cool}" sono interdipendenti[1], come dire,

$$T_{cool} = \Delta T - T_{heat} = PR_{\theta JC} - T_{heat} \tag{3.2}$$

Dividendo la crescita istantanea della curva T_{heat}, della figura 3.3B per la potenza P che provoca l'aumento, le dimensioni delle ordinate possono essere convertite da °C in °C/watt. Quest'altro gruppo dimensionale è quello della resistenza termica, in altre parole, è una terminologia più precisa: la precisa indicazione dell'impedenza termica per i transistori $Z_{\theta(t)}$. La figura 3.4 mostra l'andamento della curva dell'impedenza termica per lo SCR modello C34, montato su di un dissipatore infinito e su di un radiatore in rame da quattro pollici.

Le informazioni relative all'impedenza termica sui transistori, per un dato dispositivo, possono essere ricavate misurando la temperatura della giunzione al termine di un impulso di potenza ben definito, o dopo la disinserzione di un carico continuo. La temperatura della giunzione, può essere misurata impiegando una delle curve caratteristiche relative alla sensibilità termica, come quella della caduta di tensione nello stato di "ON" alle basse correnti.

La conversione dei dati di riscaldamento in dati di raffreddamento, e viceversa, può essere ottenuta impiegando l'equazione 3.2.

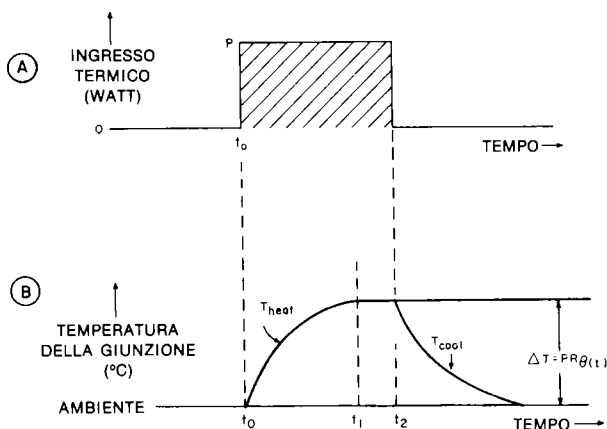



Figura 3.3: Responso di una giunzione di uno SCR ad un impulso ripido di potenza riscaldante.

Poichè la curva dell'impedenza termica verso i transistori deve essere impiegata

con sicurezza, durante la progettazione dei dispositivi, tale curva deve mostrare i valori più elevati dell'impedenza termica per ciascun intervallo di tempo.

La curva dell'impedenza termica ai transistori va verso valori asintotici quando si giunge agli estremi, cioè ai tempi lunghissimi e brevissimi. Per intervalli di tempo molto lunghi, l'impedenza termica per i transistori si accosta alla resistenza termica nel funzionamento continuo, $R_{\theta JC}$.

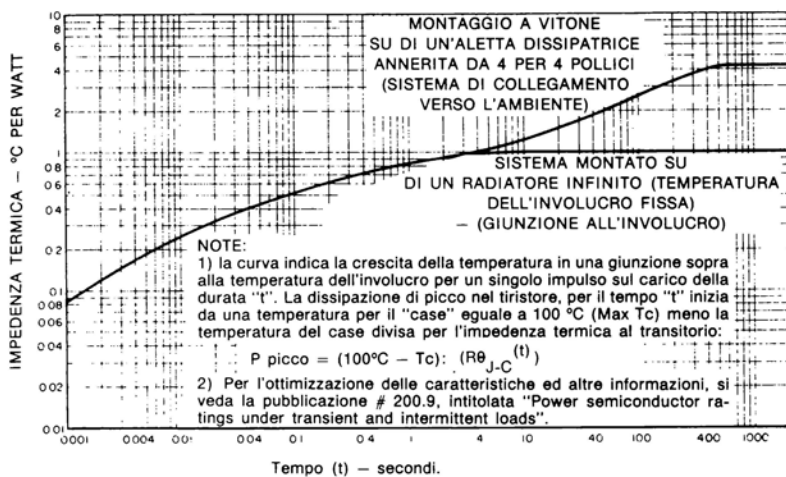



Figura 3.4: Massima impedenza termica transitoria dello SCR modello C34.

Per i tempi di meno di 1 millisecondo, il valore ad un millisecondo può essere estrapolato di $1/\sqrt{t}$. Il calcolo è basato sull'assunto che il tempo che interessa, sia sufficientemente piccolo per far sì che tutto il calore generato dalla giunzione possa essere considerato come un flusso che si diffonde in una dimensione, rispetto al sistema di silicio. L'assunto è valido per tempi brevi, nei confronti alla costante di tempo termica relativa al percorso giunzione-supporto del "pellet" di silicio. Per tempi estremamente corti, tuttavia, durante i quali la corrente, quindi il riscaldamento, non è uniforme, il tipo di calcolo indicato non è più valido.

Per esempio, l'impedenza termica ai transistori per il modello di SCR "C34", a 40 µsec, può essere stimato a:

$$\frac{.083}{\sqrt{\frac{1 \times 10^{-3}}{4 \times 10^{-5}}}} = .0166\ ^{\circ}\text{C/Watt}$$

Comunque, i valori estrapolati, sono validi solo quando lo SCR conduce in pieno, e

dopo la piena conduzione. In altre parole, i valori non devono essere impiegati durante gl'intervalli di commutazione (si veda il paragrafo 3.8). In genere dicendo, gl'intervalli di commutazione possono essere valutati tra 20 e 200 μsec, rispettivamente per SCR progettati per correnti medie ed elevate, e vi è un minimo di 10 μsec attribuibile ai dispositivi per correnti molto basse. L'intervallo di commutazione può essere valutato osservando l'energia sulle curve dei dati impulsivi, nel ginocchio della curva costante watt-secondi. Per esempio, la figura 3.5, mostra che tale ginocchio è situato a circa 20 μsec per lo SCR modello C141. Siccome il modello C34 ha valori di correnti analoghi, una estrapolazione dell'ordine dei 20 μsec può essere valutata buona. Tuttavia, a causa delle differenze nella geometria dei gate, il valore di 40 μsec può essere considerato un valore più prudenziale (si veda il Capitolo 1, paragrafo 1.5 per ulteriori dati sulla geometria dei gates).

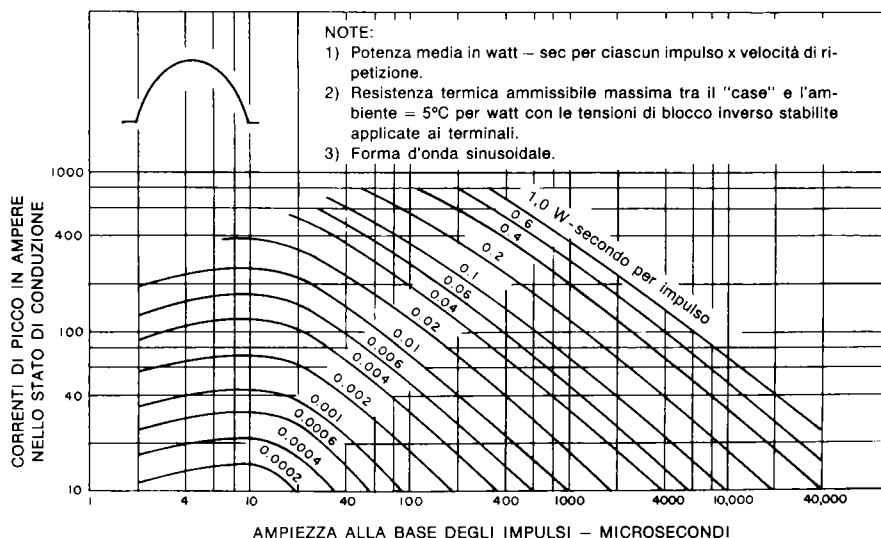



Figura 3.5: Energia per ciascun impulso, relativa ad impulsi sinusoidali, nel caso dello SCR modello GE C141.

Per l'utilizzazione verso le prestazioni massime dei sistemi a semiconduttore nella zona della commutazione, si devono considerare dei fattori addizionali, ed è necessario impiegare altri metodi di misura e di previsione di durata. Per ulteriori informazioni, si possono consultare i paragrafi 3.7 e 3.8.

3.4.3 - GLI EFFETTI DELLA PROGETTAZIONE DEL RADIATORE SULLA RESISTENZA TERMICA AI TRANSISTORI

Il radiatore è il maggior tramite nel percorso del trasferimento del calore tra la giunzione e l'ambiente, quindi il suo progetto influisce notevolmente sulla curva del-

l'impedenza termica verso i transistori (figura 3.4). Una volta che un semiconduttore sia costruito ed inviato a chi lo impiega, il costruttore non ha idea del tipo di radiatore sul quale sarà posto, quindi può unicamente offrire i dati di trasferimento tra le giunzioni ed il case, che sono noti, facendo parte dei parametri costruttivi. Questo genere di dati, si presenta come si vede nella figura 3.4, in relazione alla curva "Cell Mounted to Infinite Heatsink".

Il progettista di apparecchiature, può impiegare la curva detta per sviluppare una propria curva d'impedenza ai transitori, con il dispositivo montato su di un particolare radiatore che ha progettato o sta sviluppando, tramite pochi e semplici calcoli. Questi calcoli, consistono, prima di tutto, nel determinare la costante di tempo del radiatore, derivando le relazioni come è mostrato nel Capitolo 8 volume 2 (Montaggio e raffreddamento dei semiconduttori di potenza), quindi aggiungendo la relazione termica tra il radiatore ed il semiconduttore.

Un esempio pratico: dal Capitolo 8 volume 2, si vede che un radiatore ad aletta in rame da 4 per 4 pollici, annerito, ha una resistenza termica ai transistori data da:

$$Z_{\theta(t)}\ \text{aletta} = 3.1\,(1 - e^{-t/174}).$$

Si assume che la resistenza di contatto con l'aletta sia trascurabile, per facilitare l'esemplificazione.

Ora, il valore di $Z_{\theta\,(t)}$ aletta può essere aggiunto alla curva del radiatore infinito per assicurare il corretto calcolo della $Z_{\theta(t)}$ complessiva del sistema, come è indicato nella figura 3.4. È da notare, che l'aletta dissipatrice porta un contributo trascurabile all'impedenza termica complessiva "elemento - più - radiatore" per periodi di tempo di un secondo o meno, dopo che il dispositivo è alimentato. In questo minimo lasso di tempo, l'aletta si comporta come un dissipatore infinito, ovvero come se avesse una resistenza termica zero. L'aletta, raggiunge l'equilibrio termico in circa 1000 secondi. In seguito, il fenomeno anzidetto non è più determinante per mantenere bassa la temperatura della giunzione.

3.5 - Valori ricorrenti e non ricorrenti d'intensità

3.5.1 - INTRODUZIONE

Il discorso tenuto in tutti questi paragrafi, e nei paragrafi 3.6 si riferisce al sistema convenzionale di notazione dei dati per i tiristori, che vale in tutti quei casi nei quali la dissipazione nel momento dell'inizio della conduzione interna può essere trascurato. La caratterizzazione della commutazione "turn-on" è trattata nel paragrafo 3.7; i dati relativi alle correnti per il funzionamento a frequenze elevate, che danno luogo a valori termici che non possono essere ignorati, sono discussi nel paragrafo 3.8.

Quando un dispositivo a semiconduttore è applicato in maniera tale che la massima temperatura di picco ammissibile per la giunzione non sia superata, il dispositivo è impiegato su di una *base ricorrente*. Qualunque condizione che rispecchi un valore normale o ripetitivo nelle applicazioni dell'apparecchiatura nella quale si deve impiegare il semiconduttore, deve adattarsi al funzionamento su base ricorrente. Il paragrafo 3.6 spiega come si può misurare la temperatura di picco della giunzione. Tale metodologia mette in grado il progettista d'impiegare correttamente il dispositivo su di una base di funzionamento ricorrente.

Una categoria di valori che sfrutta al massimo le caratteristiche di potenza degli SCR e dei triac, è quella delle intensità *non - ricorrenti*. Questi valori mostrano come la temperatura massima (ricorrente) della giunzione, possa essere superata per un breve istante. In tal modo, cioè con la possibilità del dispositivo di raggiungere dei valori istantanei molto superiori a quelli normali, è possibile mettere in opera dei sistemi di protezione che intervengano prima della distruzione del semiconduttore; tali sistemi possono essere interruttori automatici, fusibili[2], ecc. Nell'elenco dei dati, le specifiche dette corrispondono ai valori di "surge" ed I^2t. Tali specifiche possono essere utilizzate per prevedere dei comportamenti circuitali che non fanno parte dell'applicazione: per esempio le correnti che possono intervenire in caso di guasto. Le caratteristiche non ricorrenti, vanno intese come limiti eccezionali di sovraccarico, che non devono intervenire altro che per un numero limitato di volte, durante la vita operativa dell'apparecchiatura nella quale è impiegato lo SCR (il JEDEC* stabilisce che questo numero di volte sia perlomeno eguale a 100 volte, o superiore). In più, le caratteristiche-limite non ricorrenti, vanno intese come non ripetibili prima che la temperatura di picco della giunzione sia tornata al valore normale-massimo, o inferiore. LA LUNGHEZZA DELL'INTERVALLO TRA I LIMITI ECCEZIONALI DI SOVRACCARICO NON MUTA I VALORI. Un esempio, se un apriporta per garage assoggetta un semiconduttore ad un funzionamento a valori limite non ricorrenti, il dispositivo è applicato male. Come risultato si può avere la distruzione del semiconduttore dopo 100 azionamenti, anche se il tutto funziona una volta sola ogni otto ore.

3.5.2 - DATI DI INTENSITÀ DI LAVORO (RICORRENTI)

I dati delle intensità medie di lavoro, nei confronti della temperatura dell'involucro, come appaiono nell'elenco delle caratteristiche degli SCR serie "C380", appaiono nella figura 3.6. Le curve riportate, specificano la massima corrente anodica ammissibile per lo SCR in funzione della temperatura dell'involucro e dell'angolo di conduzione. I punti che formano le curve, sono scelti in modo tale che nelle condizioni indicate, i valori che interessano non siano mai superati. La massima temperatura di giunzione per gli SCR della serie C380 è 125°C.

* (JEDEC: Consiglio Superiore Riunito per il Controllo sugli Apparati Elettronici — Organizzazione per la stesura dei valori standard dei semiconduttori — U.S.A.)

Le curve presentate nella figura 3.6 includono gli effetti di fenomeni secondari che contribuiscono alla dissipazione complessiva, come il blocco della conduzione inversa, il pilotaggio sul gate e la commutazione sino a frequenze dell'ordine di 400 Hz. Nei piccoli dispositivi che sono montati nei "case" genere "TO-5" o plastici muniti di linguetta forata di fissaggio, la corrente di conduzione può essere notevolmente influenzata dalla dissipazione che deriva dal pilotaggio sul gate. Se comunque quest'ultimo parametro è davvero importante, è indicato nel foglio delle caratteristiche.

L'andamento delle curve mostrate nella figura 3.6 dipende principalmente dal prodotto $R_{\theta JC} \times P_D$. In alcun SCR, come quelli "Press Pak" e "Power Tab", la $R_{\theta JC}$ non è fissa, ma è funzione del metodo impiegato per il raffreddamento. In questi casi, serve un'altra famiglia di curve, al posto di quella che si vede nella figura 3.6 e, ad esempio nel caso degli SCR "Press Pak" si devono impiegare quelle curve che considerano il tipo di raffreddamento. Analogamente, i piccoli SCR che impiegano l'aletta forata di fissaggio ("Power Tab") debbono essere studiati, per l'impiego, in base alle varie famiglie di curve che si riferiscono al tipo di montaggio ed agli effetti corrispondenti sulla $R_{\theta JC}$[3].

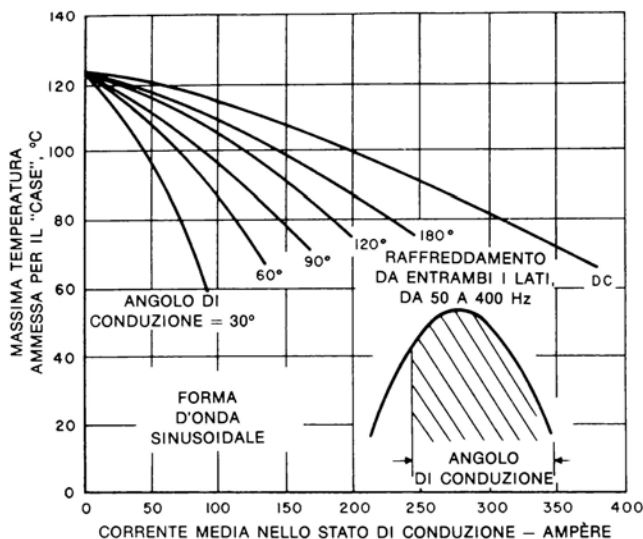



Figura 3.6: Caratteristiche massime di potenza media per gli SCR della serie C380.

Se uno SCR del tipo C380 che funzioni con un carico resistivo monofase è soggetto a trigger nel momento in cui l'anodo diviene positivo, si ha la conduzione per 180 gradi nella fase. In tal caso, la temperatura è mantenuta ad 80°C, o meno, sicchè il C380 è in grado di sopportare una corrente di lavoro di 235A, come si vede nella figura 3.6. Se l'angolo di trigger è ritardato di 120°, il C380 condurrà solo per i rimanenti 60 gradi del semiperiodo. In tali condizioni, con la conduzione a 60°, la massima corrente a

80°C di temperatura con un doppio raffreddamento, è 115 Ampere, sostanzialmente inferiore a quella che si può ottenere per 180° di angolo di conduzione. Questo fatto ci introduce molto bene al successivo paragrafo.

3.5.3 - INTENSITÀ RMS (RICORRENTE)

Dalle curve della figura 3.6, si nota che per le varie forme d'onda di conduzione, vi sono dei punti terminali ben definiti. Questi punti rappresentano dei valori RMS identici, quindi l'impiego di dati RMS è implicito nelle curve della figura 3.6.

Per esempio, il C380, è dato per correnti di 370 Ampere CC, cioè 370/1.57 = 235A in media per ciascun semiperiodo, o 180° di angolo di conduzione. Il fattore di 1,57 è quello base per ottenere il valore RMS su di un semiperiodo sinusoidale. I dati di corrente RMS, che sono indicati in tutti i fogli delle caratteristiche dei vari SCR, sono necessari in sede di progetto per prevenire l'eccessivo riscaldamento in tutti gli elementi "resistivi" che fanno parte di uno SCR, come dire i giunti, le connessioni, le interfacce ecc.

I dati delle intensità RMS possono essere molto importanti quando si applicano i tiristori nei circuiti che danno luogo a delle elevate correnti di picco per un breve tratto del ciclo. In tali casi, anche se il valore *medio* della forma d'onda resta nei limiti, è possibile che il valore RMS sia ecceduto.

I valori medi di corrente indicati per i controlli in fase nella figura 3.6, per una data corrente di base RMS fissa, valgono per le forme d'onda su carico resistivo. Siccome le correnti nel caso di carico resistivo sono più elevate, e siccome un elemento induttivo inserito nel percorso della corrente di un tiristore riduce il fattore di forma, le intensità medie mostrate nella figura 3.6, possono essere considerate prudenziali per correnti che attraversino elementi induttivi.

Per le forme d'onda che attraversano un elemento induttivo, sulle quali il tiristore ha un funzionamento regolare, come avviene nel caso dei rettificatori controllati in fase ed operanti verso la massima uscita, molti fogli di caratteristiche indicano curve separate, che riflettono il miglioramento nel fattore della forma.

In altri casi, nei quali la forma d'onda della corrente può essere a forma di semiperiodo sinusoidale, ma con un'ampiezza alla base più piccola di un intero semiperiodo, della frequenza di alimentazione, come, ad esempio, nel caso di linee alternate discontinue, nelle applicazioni di commutazione in alternata[4] quando si verifica un notevole ritardo in fase si può ottenere una miglior utilizzazione del tiristore, in termini di corrente media nei confronti delle caratteristiche di temperatura (come nella figura 3.6) tenendo conto del migliorato fattore di forma, che si deve al calo del fattore di potenza nel carico (maggior induttanza) allorchè si applica il dispositivo nelle sue caratteristiche di corrente RMS. Si veda anche il paragrafo 9.2.1.

3.5.4 - FORME D'ONDA DALLE INTENSITÀ ARBITRARIE E SOVRACCARICHI (RICORRENTI)

L'applicazione ricorrente di forme d'onda arbitrarie, che variano il tempo di lavoro, e che possono generare dei sovraccarichi, deve essere fatta con estrema cautela per evitare che la temperatura di picco delle giunzioni dello SCR non sia superata. Il paragrafo 3.6 offre le necessarie informazioni per determinare lo stato di sicurezza.

3.5.5 - VALORI DI SPUNTO ED I^2t (NON RICORRENTI)

Nel caso che un certo tipo di sovraccarico o corto circuito possa essere classificato come non ricorrente, la temperatura data per le giunzioni, può essere superata per un breve istante, con un superamento del massimo valore del limite d'intensità.
I dati relativi a questo tipo di carico non ricorrente, sono esposti nelle curve definite "Surge Current" ed "I^2t".

La figura 3.7 mostra la corrente di spunto non ripetitiva impiegabile con determinate condizioni di carico. È da notare che la temperatura della giunzione, è considerata come la massima possibile (125°C per il modello C398); di conseguenza, è evidente che la temperatura salirà ad un valore più grande del massimo per un breve tempo durante e subito dopo il punto di lavoro nel quale si ha il ciclo non ricorrente. Di conseguenza, molte delle caratteristiche e dei valori massimi dello SCR non potranno essere utilizzati, sino a che la giunzione non torna alla temperatura normale. Il lettore, rammenti sempre, quindi, che la possibilità di blocco della conduzione inversa, la dv/dt, ed il tempo d'interdizione, tanto per indicare alcuni parametri, non sono garantiti (e nemmeno specificati, com'è ovvio) quando il dispositivo lavora allo spunto non ricorrente.

I dati della curva continua "A", sono relativi ad una tensione di picco che deriva dalla rete a 60 Hz rettificata a semionda. Il punto relativo ad un "solo ciclo", di conseguenza, dà un semiperiodo non ricorrente della durata di 0,00834 secondi (un semiperiodo della tensione alla frequenza di 60 Hz), dall'ampiezza di picco di 7.300 A. Il punto a "20 cicli" mostra che sono permissibili 20 semiperiodi rettificati (separati da tempi eguali di "spegnimento"), *ciascuno* dei quali ha un'ampiezza *eguale* a 5.100 A.

I dati relativi alla curva tratteggiata "B" per il funzionamento a 50 Hz, è stata aggiunta in questo caso, e non è sempre compresa nei fogli di dati (negli U.S.A. la frequenza di rete è appunto 60 Hz, e non 50. N.d.T.). La curva è costruita collegando due punti tramite un tratto rettilineo. Il valore della corrente per il primo punto ad 1 ciclo, risulta, dalla figura 3.8 a 10 ms, sulla base della sinusoide a 50 Hz. Il secondo punto coincide con il valore di 60 Hz ad un secondo (60 cicli). Oltre il valore di un secondo, le curve per 50 e 60 Hz sono le stesse e rappresentano l'estensione della curva a 60 Hz.

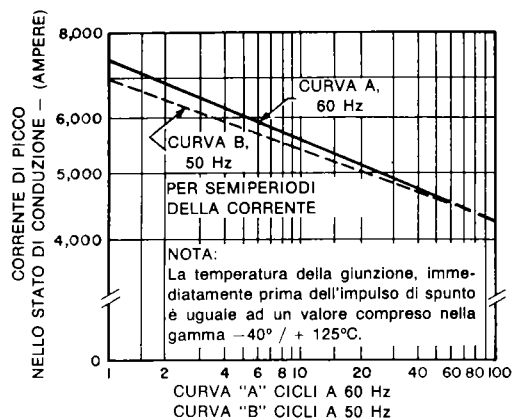
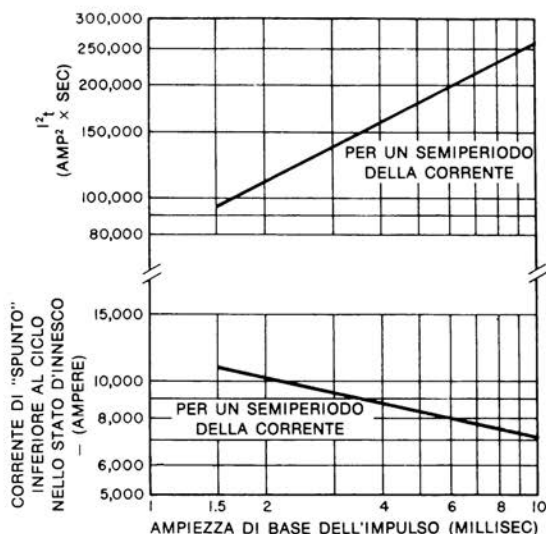



Figura 3.7: Corrente di picco (spunto) nello stato di conduzione; massima ammissibile per diversi cicli, non ricorrente, relativa ai modelli di SCR della serie C398.

La metà in basso della figura 3.8, mostra la massima corrente di spunto (surge) sopportabile, non ripetitiva, inferiore al ciclo, per condizioni di carico specificate. Rispetto alla parallela curva che comprende diversi cicli di figura 3.7, appare evidente che la temperatura della giunzione dovrà anche in questo caso superare il valor massimo, sebbene per un breve periodo.

Il dato I^2t, è derivato dalla curva della corrente di "surge" e impostato direttamente sulla curva della corrente. La "I" del valore I^2t è il valore RMS dell'intensità su di un intervallo "t" che corrisponde alla larghezza base dell'impulso riportata nella figura 3.8. Per prove e valutazioni, in genere s'impiega un semiperiodo sinusoidale o una parte di questo.

Sia la corrente di "surge" inferiore al ciclo, che la I^2t, per i dati esposti, presuppongono che lo SCR sia sempre nello stato conduttore. Se lo SCR è innescato in un momento erroneo, la relazione corrente-tempo (di/dt) durante l'intervallo di accensione, deve essere compresa nelle possibilità di commutazione del dispositivo. Il paragrafo 3.7 esamina la dissipazione al momento dell'innesco nei dettagli.

Se si prendono nella giusta attenzione i dati e le precauzioni suggerite, i sistemi di protezione contro i guasti, possono essere concepiti analogamente a quelli che s'impiegano per i diodi rettificatori di potenza. I metodi di protezione, comunque, sono descritti nel Capitolo 5 Volume 2.

NOTE:

1. Il sovraccarico può essere applicato al dispositivo, rispettando le tensioni e le correnti limite per lo stato di funzionamento costante.
2. Il sovraccarico non deve essere ripetuto prima che le giunzioni del dispositivo non si siano raffreddate raggiungendo i normali valori di funzionamento.
3. Durante il trascorrere del sovraccarico, e subito dopo, i valori di blocco delle tensioni inverse non valgono.
4. La gamma di temperature della giunzione, prima dell'applicazione del sovraccarico, può andare da −40° a +125°C.

Figura 3.8: Corrente di "spunto" inferiore al ciclo nello stato d'innesco, e caratteristiche I^2t per gli SCR della serie C398.

3.6 - Equazioni basilari per i valori delle correnti di carico

3.6.1 - INTRODUZIONE

Perchè il dispositivo che interessa sia impiegato in modo esatto, nei confronti del carico continuativo, è importantissimo che non si ecceda la massima temperatura di picco delle giunzioni. Conoscendo la dissipazione di un dispositivo a semiconduttore, ed il suo responso termico, è possibile adeguarsi alle necessità specificate con il metodo esposto nel paragrafo 3.4.

Le informazioni esposte nei fogli di dati General Electric, assieme alle equazioni più adatte tra quelle riportate nella figura 3.9, consentono al progettista di calcolare i parametri di lavoro per semiconduttori di potenza in varie condizioni di lavoro[1].

3.6.2. - IL TRATTAMENTO DEGL'IMPULSI DI ALIMENTAZIONE DALLA SAGOMA IRREGOLARE — METODO APPROSSIMATO

Nei paragrafi precedenti, si sono studiati i fenomeni relativi al surriscaldamento delle giunzioni, in base a forme d'onda d'alimentazione considerate regolari. In molte applicazioni pratiche, gl'impulsi di alimentazione non hanno la forma ideale per basarvi sopra un calcolo, e si può giungere ad una conveniente approssimazione solo convertendo la forma d'onda pratica in una forma d'onda rettangolare. Si illustrano di seguito i metodi di conversione e calcolo.

Figura 3.9: Equazioni fondamentali per i valori delle correnti di carico.

La figura 3.10A riporta un'onda irregolare che si ripete con un periodo di secondi, e che ha un valore di picco di P_{pk} watt con un valore medio per l'intero ciclo di P_{avg} watt. Ai fini di calcolare la temperatura di picco della giunzione, questa forma d'onda può essere approssimata da quella rettangolare che si vede nella figura 3.10B. La forma d'onda rettangolare è scelta per avere valori identici di potenza di picco P_{pk} e

di potenza media P_{avg}, rispetto alla forma d'onda di figura 3.10A, alterando la durata degl'impulsi con una costante "N" che serve a mantenere la relazione tra valori di picco e medi. β è definito come il rapporto tra P_{avg} e P_{pk}.

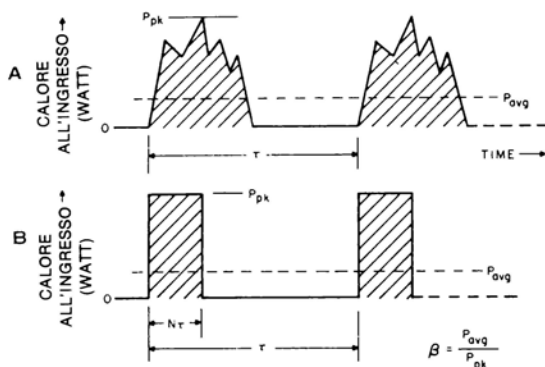



Figura 3.10: Approssimazione della forma irregolare degli impulsi di riscaldamento con una onda rettangolare.

La traslazione in impulsi rettangolari, assicura anche l'approssimazione del "peggior caso possibile", perchè un impulso d'alimentazione rettangolare, ha sempre un effetto, sull'aumento della temperatura, eguale o più grande di quello di qualsiasi altro impulso che abbia lo stesso valore di picco e medio.

In altre parole, un impulso d'alimentazione rettangolare, porta la temperatura della giunzione ad un livello più elevato rispetto ad ogni altra forma d'onda che abbia gli stessi valori medi e di picco, perchè concentra gli effetti calorifici in un breve periodo di tempo, minimizzando il raffreddamento durante l'impulso.

La figura 3.11, mostra un caso nel quale si può impiegare un'approssimazione analoga per abbreviare i calcoli della temperatura di picco della giunzione, se il lavoro di computo manuale si mostra troppo laborioso.

Diciamo "manuale" perchè vi sono dei programmi da computer per effettuare il calcolo nella forma allargata generale. Alcune informazioni sulle soluzioni computerizzate, sono reperibili nella bibliografia 5. Tali informazioni, trattano anche il caso nel quale una sequenza di burst di corrente sia periodicamente interrotta da un prolungato periodo di "off" a potenza d'alimentazione zero. Si tratta di una funzione tipica di un circuito che serva un carico dall'azionamento periodico, ad esempio, ove si tratti di una macchina per saldare a punti. Ciascun "burst" (treno d'impulsi) può essere rappresentato da un'onda quadra singola, con un piccolo errore. L'errore, comunque, fa considerare la temperatura della giunzione per più elevata di quella che è veramente, quindi si tratta di una valutazione prudenziale. Nella forma d'onda equivalen-

te, che si vede nella figura 3.11C, il valore di picco dell'alimentazione P_{pk} è mantenuto lo stesso di quello che si vede nella figura 3.11B. La durata dell'onda rettangolare, è ridotta a βt_p, ove β è definito come P_{avg}/P_{pk}.

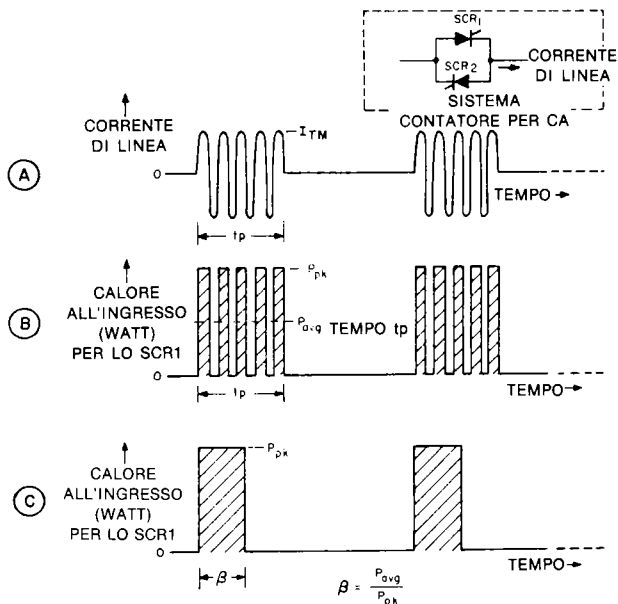



Figura 3.11: Approssimazione di un treno d'impulsi tramite un impulso singolo rettangolare.

Un problema di prova: Una corrente sinusoidale a mezza onda, scorre attraverso ad uno SCR del modello C35, alla frequenza di 60 Hz. Il valore medio dell'intero ciclo di questa corrente è di 10A. Si approssimi l'effetto riscaldante di una sequenza di quattro cicli di corrente tramite un singolo tratto rettangolare di forma d'onda d'alimentazione.

Soluzione:

$I_{TM} = \pi \; I_{avg} = 10 \; \pi = 31{,}4A$

$V_{DM} = 1{,}7$ V a 31,4A, valore ricavato dalle specifiche dello SCR C35

$P_{peak} = I_{TM} \times V_{DM} = 31.4 \times 1{,}7 = 53{,}4W.$

Media sull'intero ciclo, P = 16W a 10A di corrente media, risultante dalle specifiche pubblicate per lo SCR "C35".

P_{avg} su tre cicli e mezzo (durata pratica del riscaldamento) = 16 × 4/3½ = 18,3 watt.

$\beta = P_{avg}/P_{peak} = 18,3/53,4 = 0,34$

$t = 3,5$ cicli × 1/60 di periodo = 0,0585 secondi

$\beta t = 0,34 \times 0,0585 = 0,020$ secondi.

In tal modo, l'effetto riscaldante di quattro cicli di corrente, può essere approssimato da un singolo impulso rettangolare d'alimentazione che abbia un'ampiezza di 53,4 watt ed una durata di 0,020 secondi. È da notare che si tratta di una stima per eccesso, quindi prudenziale.

3.6.3 - CALCOLO DEI VALORI NELLA SALDATURA PER TRENI D'IMPULSI RICORRENTI

Forme d'onda continuative simili a quelle mostrate nella figura 3.11 sono utilizzate per gli SCR che s'impiegano nei "contattori" delle saldatrici in alternata. Per aiutare il progettista nell'applicazione degli SCR in questa speciale applicazione[6] si è sviluppato un grafico che si vede nella figura 3.12.

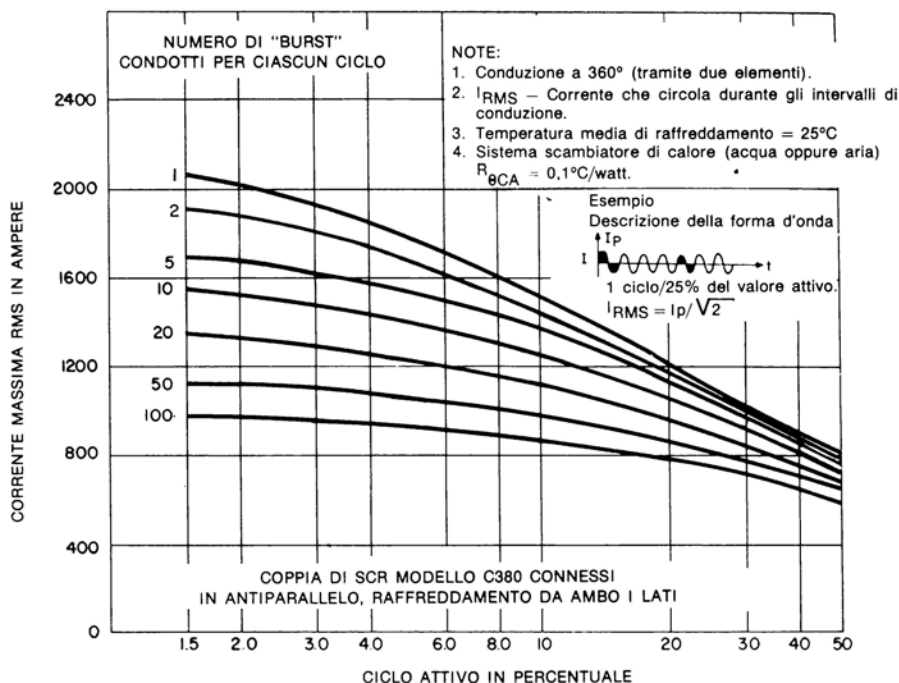



Figura 3.12: Grafico delle principali caratteristiche di funzionamento per una coppia di SCR della serie C380 impiegata in una saldatrice.

I valori necessari per la saldatura, sono relativi al massimo valore di corrente RMS di linea, per l'intervallo di conduzione di un paio di SCR (mostrati nella figura 3.11A), ed al numero di cicli nel burst ed al ciclo di lavoro del burst. In più, si devono considerare delle variabili di raffreddamento in relazione all'ambiente, ed alla resistenza termica verso il dissipatore. In tal modo, appunto, si può tracciare una famiglia di curve come quella che si vede nella figura 3.12 per valori diversi di T_A e di $R_{\theta JC}$.

Un problema di prova: una coppia di C380, è impiegata in una saldatrice come contatori. Il ciclo di ciascuna saldatura ed il ciclo di burst devono essere impostati al dieci per cento e su due cicli, come si vede nella figura 3.13A. Assumendo le condizioni di raffreddamento della figura 3.12, la massima corrente (RMS) che può circolare durante l'intervallo di conduzione è 1450 ampere.

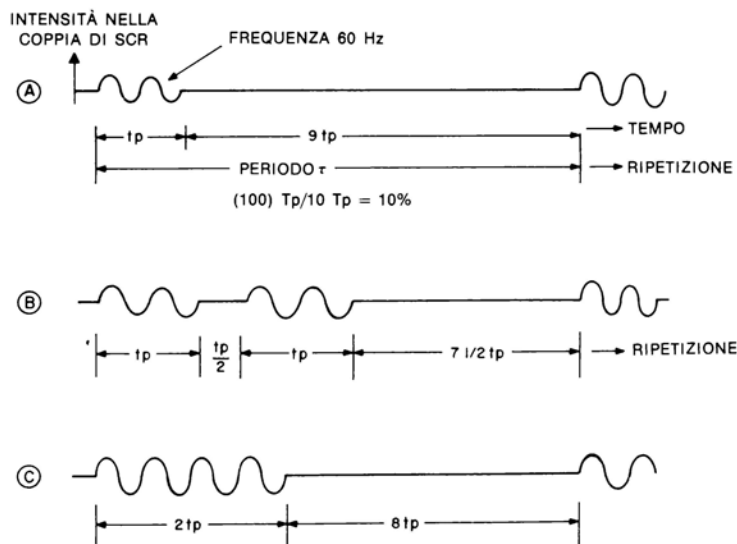



Figura 3.13: Forme d'onda relative ad una saldatrice (semplificate).

La figura 3.13B mostra un altro esempio di forma d'onda impiegata nella saldatura che è diversa da quella indicata nella figura 3.12. Impiegando il principio dettagliato nel paragrafo 3.6.2 e nelle figure 3.10, 3.11, la forma d'onda della figura 3.13B può essere adattata al tracciato che si vede nella figura 3.13C, nella quale la forma d'onda della parte B è raggruppata risultando qualcosa di simile alla situazione di "peggior caso". La corrente di linea RMS risultante nello stato di "ON", impiegando un paio di C380 con le condizioni di raffreddamento indicate nella figura 3.12, è di 1150 ampere RMS durante il lavoro equivalente traslato del 20% e del "burst" di quattro cicli.

3.7 - Valori ricorrenti e non ricorrenti di/dt

3.7.1 - INTRODUZIONE

In molti casi, si deve assumere che lo SCR inneschi istantaneamente. L'assunto è valido se il rapporto di crescita della corrente anodica (di/dt) è lento se comparato al tempo richiesto dal semiconduttore per raggiungere lo stato di piena conduzione con una densità di corrente uniforme.

I valori di corrente trattati nei paragrafi precedenti, erano appunto basati sulla condizione di densità di corrente uniforme. In altre parole, la temperatura di picco delle giunzioni, sulla quale sono basati i valori ricorrenti e non ricorrenti dell'intensità, è assunta come un effetto che interviene uniformemente sull'intera giunzione.

Nel caso in cui il rapporto di crescita della corrente anodica (di/dt) è molto rapido se comparato con la velocità di diffusione che provoca il "turn ON", possono comparire dei "punti caldi" locali a causa della elevata densità della corrente nelle regioni delle giunzioni che hanno iniziato a condurre per prime.[7,8] In particolare, se lo SCR è commutato da una tensione elevata di blocco inverso ad un valore molto elevato di di/dt, la dissipazione di commutazione in regioni localizzate dello SCR possono condurre ad una crescita eccessiva nel calore ed appunto a delle "zone calde" che superano le temperature ammesse per il dispositivo.

Si è già detto nel paragrafo 3.5.1 che il rapporto di crescita della corrente anodica, industrialmente è suddivisa in due categorie o classificazioni: ricorrente e non ricorrente. Oltre a tali definizioni standard, la General Electric, impiega un metodo più stringente per specificare le caratteristiche dei dispositivi, detto "concurrent rating", che è parte delle specifiche per il funzionamento a frequenze elevate, trattato nel paragrafo 3.8.

3.7.2 - VALORI STANDARD INDUSTRIALI DI di/dt (RICORRENTI)

I valori elencati negli appositi fogli per progettisti che accompagnano i vari modelli di SCR, sono spesso meglio precisati con delle forme d'onda standard e degli elenchi di condizioni di prova, come si vede nella figura 3.14. I valori, garantiscono che il dispositivo blocchi la conduzione inversa ma non il mantenimento delle caratteristiche dinamiche, come il tempo di disinnesco e la capacità dv/dt.

Sia il tempo di disinnesco, che la capacità dv/dt sono limitati dal punto più caldo della giunzione durante l'intervallo di commutazione. La figura 3.15 mostra le temperature più elevate che possono essere prodotte durante il funzionamento a frequenza elevata a causa del riscaldamento provocato dall'innesco di/dt. Di conseguenza, si può concludere che le normali prove dell'industria, se sono valide per il funzionamento a bassa frequenza, non lo sono altrettanto per la caratterizzazione del comportamento a frequenze elevate.

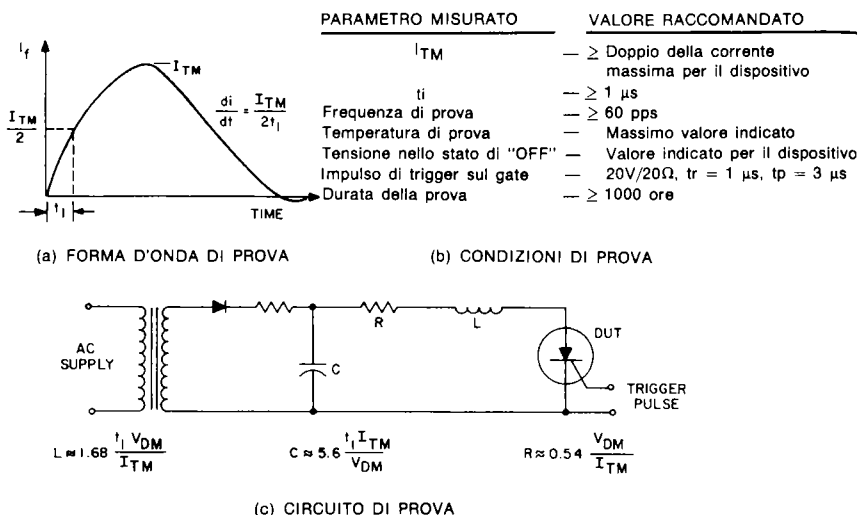



Figura 3.14: Circuito standard industriale per la prova del rapporto di/dt.

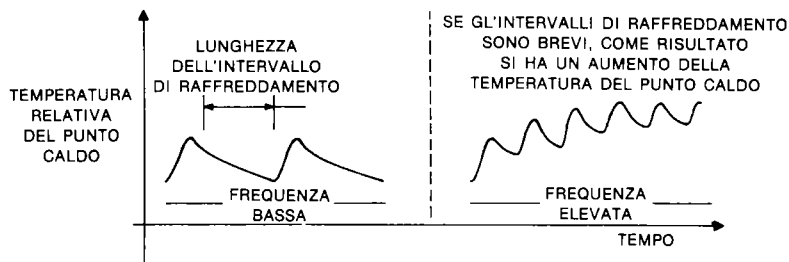



Figura 3.15: Temperatura del punto più caldo nei confronti della cadenza di ripetizione.

3.7.3 - VALUTAZIONE MIGLIORATA DEI VALORI di/dt (RICORRENTI)

Per superare le limitazioni dei metodi suddetti, la General Electric ha sviluppato una serie di valori di/dt migliorati che tengono conto dei parametri seguenti nelle condizioni di prova.

1. Specifica del tempo d'interdizione garantito specificando il dv/dt riapplicato e la tensione inversa.
2. Scarica del circuito di smorzamento.
3. Pilotaggio sul gate.
4. Tensione di commutazione.
5. Temperatura del "case" (involucro).

6. Forma d'onda completa della corrente che circola nel carico, quadra o sinusoidale.
7. Tutte le caratteristiche elencate, sono valutate sull'intera gamma di frequenza nella quale il dispositivo può operare, sino al massimo valore.
8. La durata della prova è $\geq$ 1000 ore.

La figura 3.16 dettaglia la definizione della curva di/dt. La di/dt del dispositivo, va aggiunta alla scarica nel circuito di smorzamento RC (se impiegato) che nella figura detta si vede connesso in parallelo allo SCR. In tutti i valori che sono relativi al funzionamento ad una frequenza elevata, come dispositivo in prova, si considera lo SCR shuntato dal circuito di smorzamento.

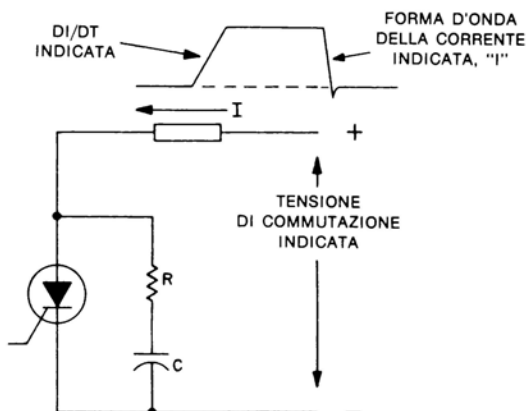



Figura 3.16: Definizione della forma d'onda di/dt.

3.7.4 - VALORI STANDARD INDUSTRIALI di/dt (GATE SOTTOPOSTO A TRIGGER — FUNZIONAMENTO NON RICORRENTE)

Questi valori sono utili per stabilire i dispositivi di protezione, come i fusibili e gl'interruttori automatici. Le condizioni di prova sono identiche a quelle che servono per il ricavo dei valori standard ricorrenti, salvo che la durata delle prove è di cinque secondi, come minimo. In più, immediatamente dopo ogni impulso di corrente, lo stato di "OFF" (blocco inverso della tensione) può essere momentaneamente perso per una durata inferiore al periodo del valore impulsivo applicato.

3.7.5 - VALORI STANDARD INDUSTRIALI DI di/dt ($V_{(BO)}$ SOTTOPOSTA A TRIGGER — NON RICORRENTE)

Il dispositivo è sottoposto alle stesse condizioni riportate nel paragrafo 3.7.4, salvo che gli si applichi un trigger che eccede lentamente la tensione diretta di breakover. In genere, la capacità di di/dt per il breakover $V_{(BO)}$ è limitata ad una piccola frazione del suo valore con trigger sul gate.

3.7.6 - TENSIONE D'INNESCO

Una misura indiretta relativa conveniente per le prestazioni di/dt di uno SCR, è quella del valore d'innesco con una corrente data ed un tempo precisato, entro condizioni di prova specificate. La figura 3.17 mostra la forma di una corrente di prova frequentemente usata per l'anodo durante le prove, i_A, e la simultanea caduta della tensione tra anodo e catodo dello SCR, V_F. La tensione d'innesco V_{TON} è definita come il valore della tensione nel momento di picco della corrente I_{TM}.

Valori comuni impiegati per il picco di corrente "t_p" sono 10 microsecondi, la corrente di picco 150A con dei valori tipici della V_{TON} nella gamma di 3-30V.

Il significato della V_{TON} consiste nel fatto che si tratta di una misura della densità della corrente nel momento della misura. Una caduta verso il basso della tensione indica una maggior parte dell'area del dispositivo innescata, quindi una miglior commutazione nell'innesco, come dire migliori prestazioni di/dt. Prove relative di questo genere, possono essere condotte nel circuito di misura mostrato nella figura 3.14.

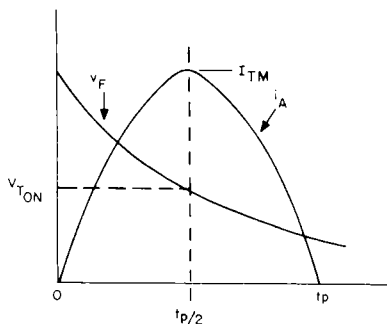



Figura 3.17: Definizione della tensione d'innesco.

La prova descritta è molto utile per valutazioni di comportamento negli impulsi brevi. Per impulsi prolungati, e per misure più esaurienti delle caratteristiche di commutazione, si raccomanda all'utilizzatore dei dispositivi di riferirsi ai dati di dispersione "watt-secondi" che saranno dettagliati nei paragrafi seguenti.

3.8 - Valori di correnti alle frequenze elevate

Man mano che la frequenza di commutazione aumenta, il contributo delle dispersioni per ciascun ciclo d'innesco, integrate in ciascun periodo di lavoro, divengono una parte interessante nella dissipazione totale di potenza del tiristore. Per poter impiegare correttamente un dispositivo commutatore in queste condizioni, si devono considerare attentamente le dispersioni indicate.

Nel paragrafo che segue, si trattano i due valori principali di correnti nel funzionamento a frequenze elevate, nei confronti delle perdite da commutazione.

3.8.1 - VALORI RELATIVI ALLE CORRENTI AD ALTA FREQUENZA DALLA FORMA SINUSOIDALE

Gli SCR che sono utilizzati nei convertitori a frequenza media o elevata, trattano comunemente delle correnti dalla forma sinusoidale di rete o dei sistemi ausiliari commutatori.

Inoltre, gli SCR sono anche impiegati come commutatori ausiliari negl'invertitori a bassa frequenza, nei quali circolano più che altro delle correnti impulsive dalla forma rettangolare.

Comunque, le forme d'onda sinusoidali, sono impiegate estensivamente per due ragioni. Prima di tutto, alle frequenze elevate, e con degl'impulsi stretti o piuttosto stretti, lo stress di commutazione sono considerevolmente minori che per impulsi rettangolari che abbiano la stessa ampiezza alla base, la medesima frequenza e l'eguale corrente RMS. Tale comportamento, ha come risultato la possibilità di trattare delle correnti RMS più elevate a frequenze maggiori, se i segnali sono a forma di sinusoide come si vede nella figura 3.18, che si riferisce agli SCR General Electric C158/C159.

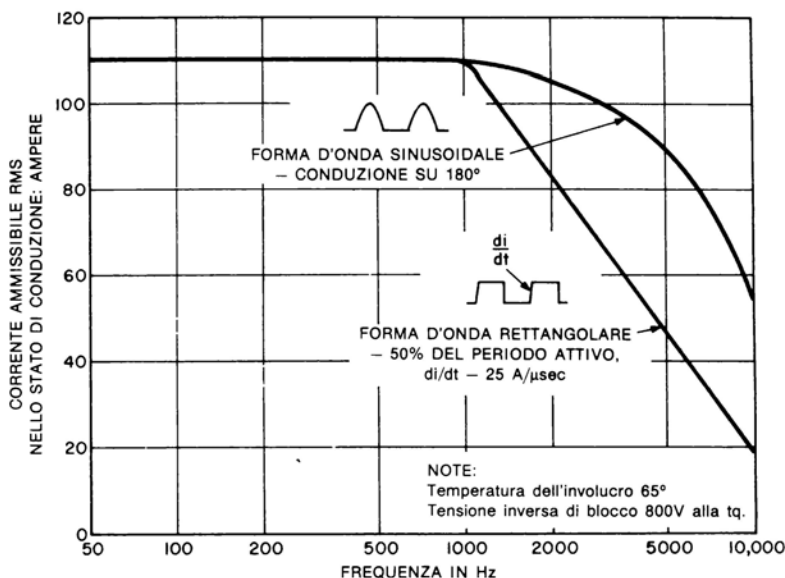



Figura 3.18: Corrente ammissibile RMS nello stato di conduzione per gli SCR modello C158/C159.

In secondo luogo, i circuiti per la commutazione forzata, in genere si compongono di elementi reattivi L-C che applicano agli elementi commutatori delle correnti pressochè sinusoidali.

Per valutare le massime correnti RMS impulsive sinusoidali che possono essere trattate dagli SCR in relazione alla frequenza di lavoro, la figura 3.19 mostra un chiaro esempio di famiglie di curve, che nel caso indicato, si riferiscono agli SCR C158/C159 General Electric.

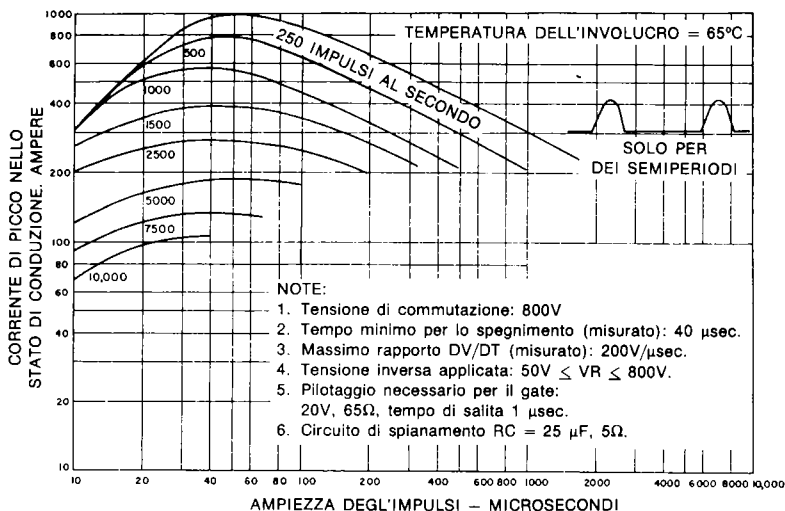



Figura 3.19: Massima corrente di picco ammissibile nello stato di conduzione rispetto all'ampiezza degl'impulsi (Tc= 65°C). Modelli di SCR C158/C159.

Le curve caratteristiche della figura 3.19, riflettono il concetto "competitivo" della General Electric, che si estrinseca nello specificare tutte le condizioni d'impiego in relazione al circuito, in modo da assicurare la possibilità di commutazione per gli elementi anche nelle condizioni di stress elevato. La capacità di/dt dell'elemento specificato è parte inerente dei dati relativi al rapporto di crescita dell'onda sinusoidale. Le famiglie di curve si riferiscono a delle temperature per l'involucro centrate su 65°C, ed è possibile eseguire le estrapolazioni necessarie relative ai valori delle correnti per le varie applicazioni che il progettista intende realizzare.

Le curve sono tracciate in base ad un test empirico per la vita operativa dell'elemento, in base ad un modello elaborato tramite computer. AL CONTRARIO DELLE CURVE TRACCIATE PER LE CORRENTI A BASSA FREQUENZA, I VALORI CHE SI RIFERISCONO AL FUNZIONAMENTO A FREQUENZA ELEVATA, NON SONO DIRETTAMENTE OTTENUTI DALLA DISSIPAZIONE DI POTENZA MEDIA, E DALLA MASSIMA TEMPERATURA DELLA GIUNZIONE, CON LE RELATIVE LIMITAZIONI UNITE AI DATI DELLA RESISTENZA TERMICA. Questa variante nella tecnica di as-

segnazione dei dati è fondamentale per stabilire la differenza tra il funzionamento a frequenza bassa o elevata per il dispositivo in esame. Alle frequenze basse, si assume che il dispositivo abbia le perdite di dissipazione distribuite uniformemente nel wafer di silicio, e di conseguenza, una temperatura uniforme. Alle frequenze elevate, il dispositivo tende a concentrare la dissipazione nei pressi della regione d'innesco, del wafer di silicio, ed in tal modo si hanno delle elevate concentrazioni di potenze anche se il livello di dissipazione è medio.

Per poter studiare un radiatore adeguato, si deve conoscere bene la dissipazione media del dispositivo; solo in tal modo si potrà mantenere la temperatura dell'involucro al valore specificato nella figura 3.19. La potenza media, per gli SCR del tipo C158-C159, per esempio, può essere determinata impiegando la famiglia di curve di figura 3.20.

Le curve di dispersione di energia, continuano, migliorando l'accuratezza di lettura, i dati esposti dalle industrie in genere, dei quali si è già detto in questo paragrafo e nel paragrafo 3.7.3, includendo tutte le dispersioni del dispositivo comprese nelle componenti dettagliate qui di seguito:

a) Dispersioni da blocco inverso
b) Dispersioni durante la commutazione* e dispersioni da conduzione
c) Dispersioni da recupero inverso
d) Dispersioni relative alla dissipazione del gate
* Includendo le componenti dovute al sistema di smorzamento.

La potenza media è ricavabile moltiplicando gli impulsi watt-secondo trovati per mezzo del grafico di figura 3.20 per la frequenza di ripetizione della commutazione.

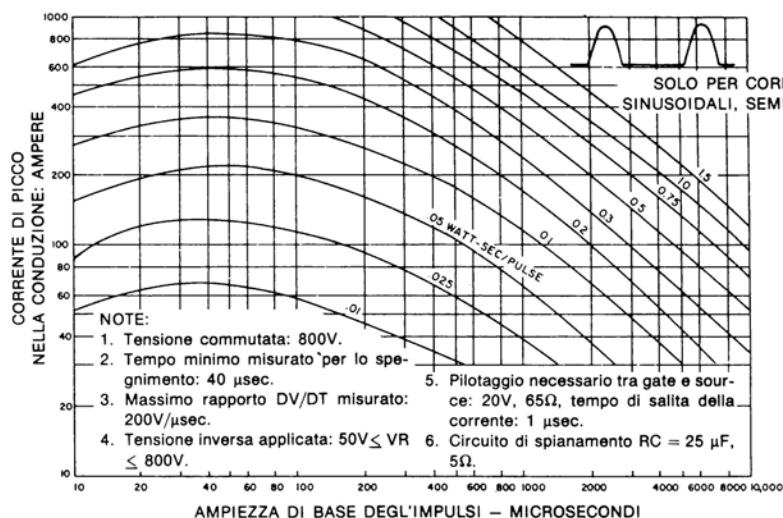



Figura 3.20: Energia per impulso, impulsi sinusoidali SCR General Electric modelli C158/C159.

3.8.2 - VALORI RELATIVI ALLE CORRENTI AD ALTA FREQUENZA DALLA FORMA RETTANGOLARE

Le forme d'onda rettangolari[10] di corrente, sono quelle più comunemente impiegate nei sistemi di conversione a debole potenza, e sino alle potenze medie. Esempi comuni delle circuiterie che impongono agli elementi commutatori principali il lavoro ad onde rettangolari, sono i controlli dalla lunghezza dell'impulso variabile per motori CA, ed i "chopper" CC per la regolazione della velocità dei motori CC.

Per poter caratterizzare completamente il funzionamento dello SCR con onde rettangolari, servono quattro parametri che sono indicati nella figura 3.21, ed un quinto, la temperatura dell'involucro, necessario per specificare la condizione termica operativa.

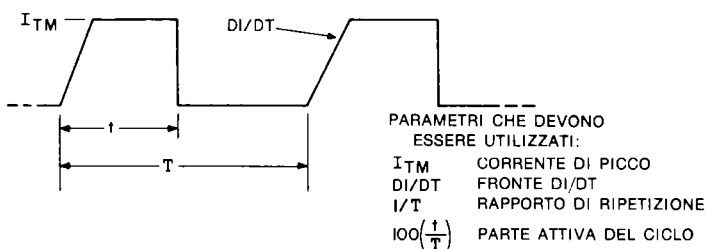



Figura 3.21: Definizione della forma d'onda rettangolare di corrente.

Un esempio di grafico per l'utilizzo dello SCR C398, è mostrato nella figura 3.22. Nel relativo "data sheet" sono riportati altri grafici per il funzionamento al 25% ed al 10% del periodo attivo, in modo che sia possibile l'interpolazione tra il 75% ed il 5% del lavoro sul periodo.

Così come nel caso delle curve che si riferiscono ai segnali a forma di sinusoide, sono disponibili anche i dati termici per la migliore interpolazione.

I dati di dispersione da commutazione, che servono per scegliere il radiatore adatto, in forma di watt-secondi/impulsi, sono mostrati nella figura 3.23. A causa del parametro addizionale di/dt, che serve per la forma d'onda rettangolare, durante i calcoli di progetti servono tre grafici del genere indicato, contro uno solo per le onde sinusoidali. I due grafici aggiuntivi caratterizzano le dispersioni per 25 e 5 A/μsec rispettivamente; in più, s'impiega l'interpolazione per determinare la dispersione di/dt tra quelle date.

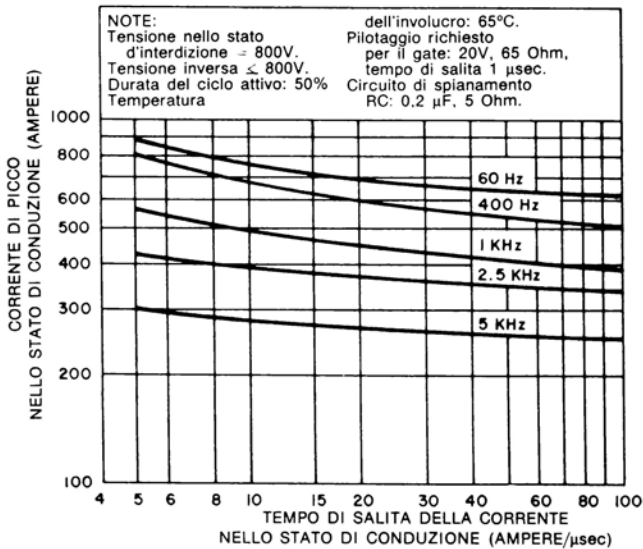



Figura 3.22: Massima corrente di picco impiegabile nello stato di conduzione nei confronti del rapporto di/dt.

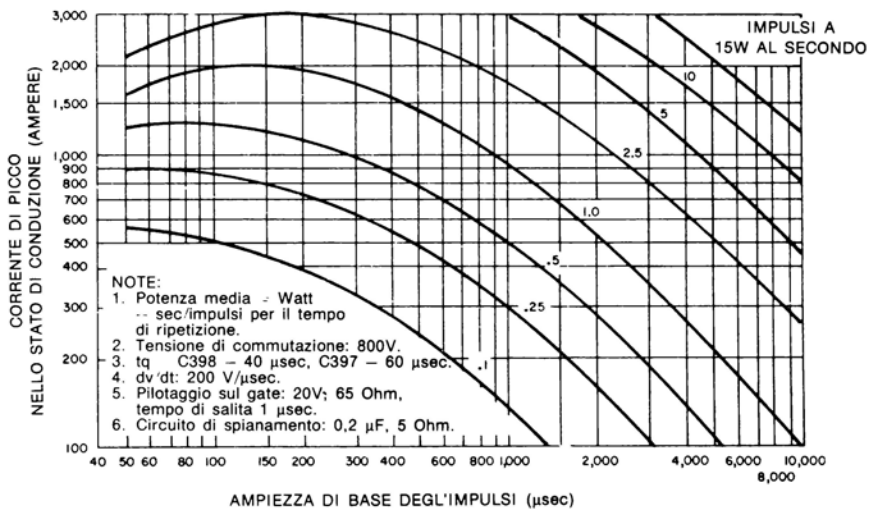



Figura 3.23: Grafico dell'energia per impulso nel caso di impulsi rettangolari e per gli SCR modelli C397/C398 (di/dt = 100A/usec).

3.9 - Valori di tensione

I valori di tensione dei vari modelli di SCR sono tradizionalmente indicati da una lettera-suffisso o da un gruppo singolo di lettere che seguono il numero del modello (per esempio C35B) che sono parti integranti della registrazione JEDEC. La designazione, traslata nelle specifiche, definisce la tensione di picco che il tiristore sopporta sicuramente sia nello stato di "OFF" che nella direzione inversa, senza che avvenga un fenomeno di conduzione a valanga. Lo stato di "OFF" è stato indicato in precedenza come l'interdizione con un valore di tensione positiva applicata all'anodo nei confronti del catodo dello SCR. È applicabile con qualunque temperatura ammessa per la giunzione. La simmetria tra lo stato di "OFF" e le caratteristiche inverse, sono tipiche per goni SCR funzionante a bassa frequenza. Non sempre, la medesima simmetria si verifica nel funzionamento a frequenza elevata, per gli SCR che si utilizzano negli invertitori. Allorché non vi è simmetria, il livello di tensione sopportabile dal dispositivo può essere specificato da più di una lettera o gruppo di lettere separate da un numero, da un trattino o da una barra. Un esempio, è il modello C138N10M, che ha una V_{DM} di 600V, ed una V_{DRM} di 800V. Questo particolare modello di SCR ha anche una V_{RRM} di 50V che non trova riscontri nella sigla.

I valori di tensione sono relativi a diversi parametri del dispositivo e varie caratteristiche. Uno dei parametri più importanti in relazione, è la corrente di blocco e la sua dipendenza dalla temperatura. La corrente di blocco approssimativamente duplica per ogni 10°C di aumento nella T_J. Siccome la temperatura della giunzione è funzione diretta della dissipazione totale del dispositivo, è possibile riscontrare una reazione termica che porta ad un effetto di valanga in uno SCR, se il relativo radiatore è calcolato in modo scarso, oltre ad un valore critico[11]. In genere dicendo, questo valore è molte volte più elevato di quello tipico impiegato per aiutare lo SCR nella dissipazione provocata dalla intensità che circola. Ciò è certamente vero per il funzionamento a frequenza bassa, con uno SCR che entra in conduzione non troppo rapidamente. Per la commutazione più rapida, con una frequenza di lavoro più elevata, la corrente di blocco si riduce, influendo sulla caratteristica del tempo di spegnimento. Le dispersioni da blocco inverso che risultano, più elevate, richiedono che si approfondisca lo studio delle tensioni che un dato dispositivo può sopportare. Nella trattazione che segue, si considerano prima di tutto i valori standard di tensione che possono essere applicabili sia agli SCR normali per frequenze basse, sia ai tipi per frequenze più elevate. Si indicheranno poi alcune necessità particolari degli SCR appositamente concepiti per il lavoro su frequenze piuttosto alte.

3.9.1 - LA TENSIONE INVERSA (V_{RRM}) E (V_{RSM})

Nella direzione di conduzione inversa (anodo negativo rispetto al catodo) lo SCR appare come un convenzionale diodo rettificatore. La General Electronic, assegna ai

suoi prodotti due indicazioni di tensioni inverse: la tensione di picco inverso ripetitiva, con il gate aperto, o V_{RRM} (in precedenza indicata come "V_{ROM} (rep)"); e la tensione di picco inverso non ripetitiva con il gate aperto, o V_{RSM} (in precedenza indicata come "V_{ROM} (non rep)").

Se tali valori sono ecceduti in modo sostanziale, il dispositivo soggetto va in valanga incontrollatamente e può anche distruggersi. Quando la tensione transitoria inversa è eccessiva, è necessario aggiungere qualche precauzione circuitale che aumenti il margine della V_{RRM}; tale precauzione può essere costituita da un diodo rettificatore posto in serie allo SCR per aiutarlo a sopportare la tensione inversa. Per una trattazione più dettagliata riguardo ai transitori di tensione, si veda il Capitolo 6 volume 2; per il lavoro in serie, il Capitolo 6.

3.9.2 - TENSIONE DI PICCO RELATIVA AL BLOCCAGGIO NELLO STATO DI "OFF" (V_{DRM}). (IN PRECEDENZA DETTA TENSIONE DI PICCO D'INTERDIZIONE DIRETTA (V_{FXM}))

La tensione di picco relativa all'interdizione nello stato di "OFF", V_{DRM}, è data nei fogli delle caratteristiche alla massima temperatura sopportabile dalle giunzioni (peggior caso avverabile), con una polarizzazione per il gate specificata. Gli SCR più grandi, hanno questo tipo di specifica riportata per il gate aperto; i modelli di SCR piccoli, sono usualmente caratterizzati per una tensione di picco d'interdizione nello stato di "OFF" con una resistenza specifica di polarizzazione tra gate e catodo. Lo SCR rimane nello stato di "OFF" se la tensione di picco d'interdizione non è superata.

3.9.3 - TENSIONE POSITIVA DI PICCO ALL'ANODO (PFV)*

Uno SCR può essere portato nella conduzione anche in assenza di pilotaggio sul gate, applicandogli una tensione che superi la tensione d'interdizione diretta $V_{(BO)}$ a condizioni di temperatura prevalenti. Anche se gli SCR, diversamente dai "diodi-tiristori", sono strettamente previsti per essere innescati tramite il loro gate, una tensione tanto elevata da produrre la conduzione diretta, in generale non produce un danno permanente, sempreché la di/dt in queste condizioni non sia superata (si veda il paragrafo 3.7).

Taluni SCR hanno un valore "PFV" indicato. Questo, usualmente ha l'ampiezza della V_{DRM} o superiore. Se la tensione d'interdizione ("OFF" state), è superata di molto dalla PFV per ottenere la conduzione, lo SCR può avere le caratteristiche degradate, o può anche rompersi. La figura 3.24 illustra la relazione tra la PFV e la V_{DRM}.

Figura 3.24: Significato pratico dei valori V_{DRM} e PFV.

I valori della PFV, spesso hanno importanza pratica quando gli SCR sono provati per stabilire la reale caratteristica $V_{(BO)}$ alla temperatura ambientale; spesso certi elementi hanno una $V_{(BO)}$ al di là della PFV, se la temperatura è molto al di sotto di quella massima sopportabile dalle giunzioni. Una prova interessante della $V_{(BO)}$ in questo senso, può essere quella di elevare la temperatura per vedere di quanto la $V_{(BO)}$ è inferiore alla PFV.

In quelle applicazioni nelle quali il valore PFV di uno SCR può essere superato, si suggerisce di collegare un sistema tra anodo e gate che faccia innescare regolarmente lo SCR, invece di provocare l'effetto di valanga "forzata". Per dare il trigger al gate, ad esempio, si può impiegare un diodo zener, ed anche un diodo Thyrector può svolgere le medesime funzioni.

* Il valore PFV in precedenza era indicato come "peak forward voltage" (tensione diretta di picco). "PFV" è un'abbreviazione ormai entrata nell'uso.

3.9.4 - VALORI DI TENSIONE PER FREQUENZE ELEVATE ED SCR CHE LAVORANO A POTENZA LIMITATA BLOCCANDO I TRANSISTORI

Nei circuiti invertitori, spesso si applicano agli SCR dei picchi ripetitivi dalla breve durata nello stato di "OFF", e delle tensioni inverse. Questi transitori, sono sovente provocati proprio dalla commutazione forzata. Tipicamente si tratta di impulsi compresi nella gamma di tempo che va dai 5 ai 100 microsecondi, e comunque occupano meno del 33% degl'intervalli di blocco. In vari circuiti, vi sono dei diodi di limitazione posti in parallelo agli SCR che riducono la tensione inversa a qualche V, ed in ogni caso a valori inferiori ai 50V.

Per permettere agli SCR per frequenze elevate di bloccare questi transitori ripetitivi dalla breve durata, senza limitare arbitrariamente le caratteristiche di tensione, a causa delle dispersioni elevate durante l'interdizione ai valori di tensione alti, sono stati introdotti dei parametri nuovi con delle nuove definizioni relative che si vedono nella figura 3.25.

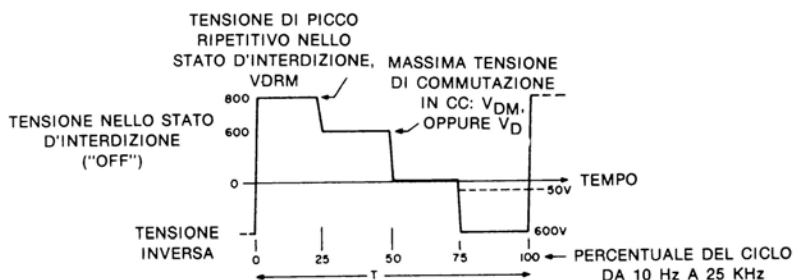



Figura 3.25: Inviluppi di tensione applicabili ai modelli di SCR C138N10M e C139N10M.

Basilarmente, la differenza tra questi dati e quelli convenzionali, è la limitazione del funzionamento sul ciclo attivo della V_{DRM} entro limiti precisi. Il valore V_{DRM} è specificato dalla prima lettera di codice, nel modello C139. La seconda lettera di codice indica il valore V_{DM}. Qualunque inviluppo di tensione può essere applicato al dispositivo, facendo si che abbia l'andamento della figura 3.25 per il C139N10M, e lo stesso inviluppo con l'addizione di 50V inversi, vale per il modello C138N10M.

In più, per il C139N10M la resistenza termica tra il case e l'ambiente, deve essere non più grande di 3,0°C/W. Se il progettista sceglie di far operare il dispositivo al di fuori dall'inviluppo indicato, è bene consultare l'azienda costruttrice per il miglior impiego, e si deve impiegare un valore più basso di Rθ (dall'involucro all'ambiente) per mantenere il buon equilibrio termico. Poichè attualmente si stanno facendo varie esperienze sul modo di lavoro indicato, è possibile che tra non molto i progettisti ricevano ulteriori informazioni per il calcolo diretto sia delle dispersioni nel blocco inver-

so che per la Rθ relativa (resistenza termica tra involucro ed ambiente) al fine di poter stabilire il miglior mantenimento della stabilità termica del dispositivo.

3.10 - Rapporto di crescita della tensione nello stato di "OFF" (dv/dt).

Come abbiamo visto anche in precedenza, un elevato rapporto di crescita della tensione applicata ad uno SCR nello stato di "OFF" (dall'anodo al catodo) può provocare il passaggio allo stato di "ON", cioè a quello di conduzione con una bassa impedenza interna. Per rendere più affidabile un circuito, quindi, è molto importante scegliere un dispositivo che disponga di valori tali da resistere senza problemi alla dv/dt.

Il progettista può limitare la dv/dt applicata allo SCR tramite sistemi soppressori o "spianatori" connessi ai terminali anodo-catodo. Nel Capitolo 6 volume 2 si riportano varie informazioni di progetto, per questi sistemi.

Gli SCR ed i triac della General Electric sono caratterizzati dalla capacità di sopportare le crescite dv/dt come è spiegato nel paragrafo seguente.

3.10.1 - CAPACITÀ DI SOPPORTARE LA dv/dt STATICA

Questa specifica è relativa al caso nel quale, durante il primo istante di azionamento del circuito, la tensione che proviene dall'alimentatore dell'anodo comporti dei transitori ripidi, dal breve tempo di salita. Questi transitori possono derivare dall'interruttore generale d'accensione, o da altri SCR impiegati nel medesimo circuito, o in circuiti adiacenti. I fenomeni d'interferenza e d'interazione sono discussi più a fondo nel Capitolo 7 volume 2. La normale definizione industriale per la dv/dt è indicata dalla forma d'onda che si vede nella figura 3.26.

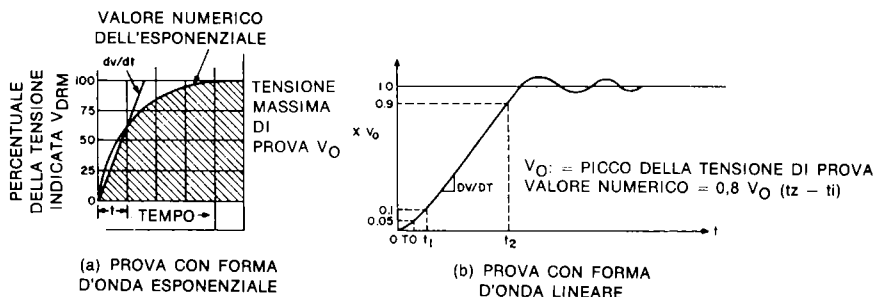



Figura 3.26: Definizione della forma d'onda dv/dt.

Per la definizione s'impiega un tratto rettilineo o una forma d'onda esponenziale. Se s'impiega la rampa esponenziale, l'andamento è definito dalla rampa lineare di figura 3.26(a) che attraversa le costanti di tempo indicate. La definizione tramite una forma d'onda lineare che si vede nella figura 3.26(b) si spiega da sé. La descrizione che segue si riferisce al caso esponenziale impiegato a scopi di registrazione industriale.

Alcuni fogli di dati espongono la costante di tempo τ entro condizioni specificate invece che per valori numerici della dv/dt.

$$\tau = \frac{0.632 \times \text{il valore indicato di tensione dello SCR } (V_o)}{dv/dt} \tag{3.5}$$

La capacità iniziale di sopportare la dv/dt, deve essere accertata come più grande del valore specificato nella figura 3.26(a). In termini di costante di tempo minima specificata, deve valere:

$$\left. dv/dt \right|_{t=0+} = \frac{\text{valore indicato per la tensione dello SCR } (V_o)}{\tau} \tag{3.6}$$

In termini di capacità massima nei confronti della dv/dt, la capacità di resistere alla dv/dt iniziale è data da:

$$\left. dv/dt \right|_{t=0+} = \frac{1}{0{,}632} \, dv/dt = 1.58 \, dv/dt \tag{3.7}$$

La zona tratteggiata della figura 3.26, rappresenta l'area dei valori dv/dt che non riescono a portare nella conduzione lo SCR. Tali dati mettono in grado il progettista di elaborare il proprio circuito in maniera tale che si possa essere certi che è assolutamente affidabile.

La capacità di sostenere la dv/dt, è una funzione inversa rispetto alla temperatura delle giunzioni del dispositivo, ed è anche relativa a funzioni complesse della forma d'onda transitoria. La figura 3.27, mostra un esempio di come la forma d'onda possa mutare grandemente le possibilità di sopportare la dv/dt di uno SCR tipico.

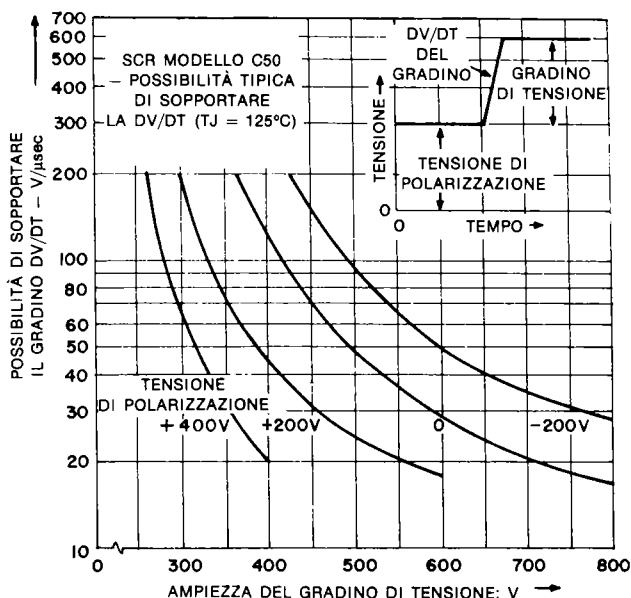



Figura 3.27: Possibilità di sopportare la crescita del gradino dv/dt per lo SCR modello C50.

La polarizzazione inversa del gate nei confronti del catodo, può migliorare la capacità di resistere alla dv/dt, oltre al valore indicato nel "data sheet" di uno SCR. Tale incremento è però generalmente limitato agli SCR previsti per correnti medie e basse. Per ulteriori dettagli, il lettore può riferirsi al Capitolo 1.

3.10.2 - dv/dt RIAPPLICATA

Questa specifica, in genere è parte della caratteristica dichiarata del tempo di "turn-off" di uno SCR ed è veramente una condizione per il "turn-off" o disinnesco, più che una specifica particolare. È definita come: "la cadenza massima di riapplicazione della tensione durante lo stato di off, mentre lo SCR sta recuperando la sua tensione di blocco inverso indicata per l'interdizione, o V_{DRM}, che segue il tempo per lo spegnimento t_q in un dato circuito ad un livello di temperatura precisato". La relativa forma d'onda è definita nella figura 3.28. Per ulteriori informazioni, si può consultare il Capitolo 5.

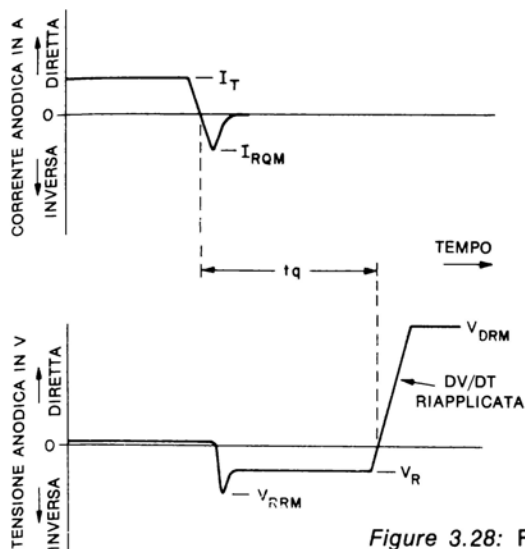



Figure 3.28: Forme d'onda della dv/dt riapplicata.

3.10.3 - COMMUTAZIONE TRAMITE TRIAC DELLA dv/dt

La dv/dt commutata, differisce della dv/dt statica e riapplicata, in quanto presuppone la commutazione del dispositivo prima dell'applicazione della tensione allo stato di "OFF" come si vede nella figura 3.29. La commutazione dv/dt, in genere, è sostanzialmente inferiore al di sotto della caratteristica statica dv/dt del triac. La commutazione di/dt, la temperatura del "case" e la corrente RMS di conduzione, sono le condizioni basilari per stabilire le caratteristiche di commutazione dv/dt.

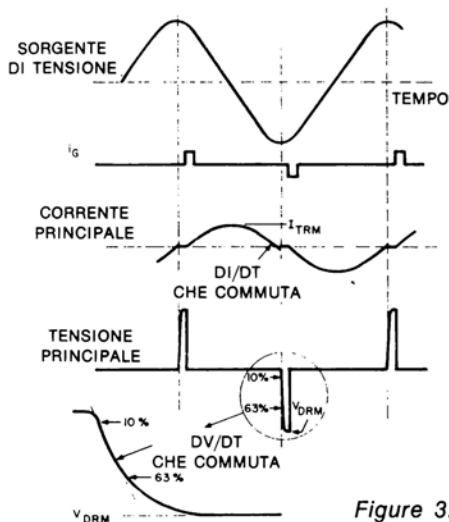



Figure 3.29: Forma d'onda di commutazione dv/dt.

Siccome le caratteristiche di commutazione dv/dt variano con le di/dt commutate, è sempre bene consultare la fabbrica, se si deve far funzionare un triac a frequenze superiori ai 60 Hz. Eventualmente, è possibile ottenere degli elementi già preselezionati per lavorare sino a frequenze di 400 Hz. La figura 3.30 mostra la variazione tipica in un triac per la commutazione dv/dt nei confronti della commutazione di/dt. Per ulteriori dettagli si può consultare il Capitolo 7.

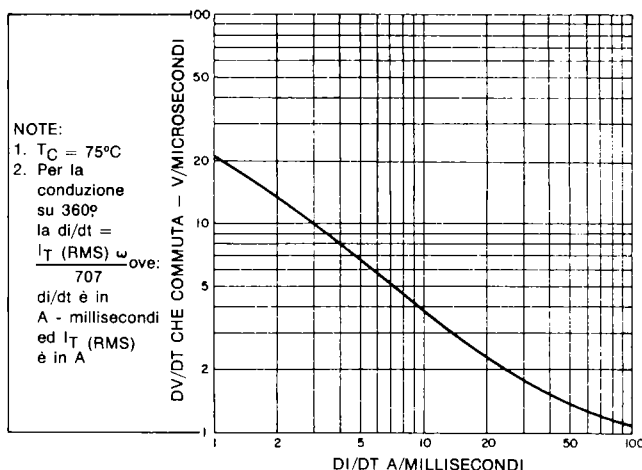



Figura 3.30: Rapporto tipico della rimozione della corrente (di/dt) ed effetto relativo sulla commutazione dv/dt.

3.11 - Valori per il circuito di gate

I valori massimi per i circuiti di gate sono discussi nel Capitolo 4.

3.12 - Correnti di tenuta e di autoallacciamento

Analogamente ai solenoidi ed ai relais elettromeccanici, uno SCR richiede una corrente minima anodica per mantenersi "chiuso", cioè nello stato di conduzione. Se la corrente anodica scende al di sotto di un valore minimo detto "valore di tenuta", lo SCR commuta nello stato di blocco della conduzione diretta o nello stato di "apertura".

La corrente di "tenuta" di un tipico SCR ha un coefficiente di temperatura negativo. Ciò vuol dire che se la temperatura delle giunzioni cala, la corrente minima di tenuta aumenta. Questo incremento nelle correnti d'innesco ed autoallacciamento può essere limitato nelle applicazioni militari nelle quali si richiede un funzionamento soddisfacente con delle temperature minime di –65°C. IL PROGETTISTA È VIVAMENTE PREGATO DI CONSIDERARE CON LA MASSIMA ATTENZIONE LA PROBLEMATICA RELATIVA ALLE CORRENTI DI TENUTA E D'INNESCO, E DI CONSULTARE LA FABBRICA OVE VI SIA QUALCHE DUBBIO.

Per far innescare in modo stabile uno SCR, inizialmente, è spesso necessaria una corrente anodica dal valore più elevato di quello "di tenuta". Se tale valore più elevato non è raggiunto, lo SCR torna subito nello stato d'interdizione non appena si toglie il pilotaggio al gate. Una volta che lo SCR sia completamente innescato, tuttavia, la corrente anodica può essere ridotta al puro valore di tenuta. Quando l'induttanza del circuito limita la velocità di crescita della corrente anodica, quindi impedisce allo SCR di porsi stabilmente nella conduzione, può essere necessario modificare il circuito medesimo. Questa tematica è trattata in modo esteso nel Capitolo 4.

Una prova utile per valutare gli effetti delle correnti d'innesco e tenuta, è mostrata nella figura 3.31. Lo SCR in prova, è assoggettato a trigger per mezzo di un segnale di gate specificato, con delle caratteristiche di tensione e corrente anodica, larghezza dell'impulso e temperatura delle giunzioni ben determinate.

Il circuito di prova, permette allo SCR di andare in conduzione ad un livello di corrente indicato come IF1. Il circuito, di seguito, riduce la corrente ad un livello continuamente variabile IF2. La corrente IF2 alla quale lo SCR torna nello stato di "off" è il minimo per la corrente di tenuta. Per maggiori dettagli su di un circuito di prova, si veda il Capitolo 10 volume 2.

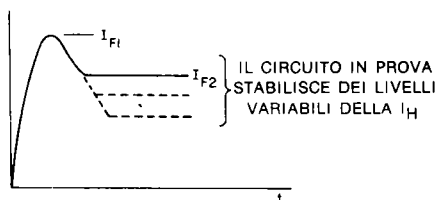



Figura 3.31: Forma d'onda della corrente di tenuta.

3.13 - Caratteristiche di recupero inverso

Durante la commutazione, lo SCR mostra una corrente transitoria inversa che può superare l'intensità di blocco specificata. Questa corrente inversa vien detta "di recupero" ed il suo INTEGRALE di tempo è indicato come "recovered charge". La figura 3.32 indica i parametri salienti del recupero inverso.

L'area tratteggiata rappresenta un metodo industriale comune per definire la carica di recupero (Q_{RR}), con il metodo per ricavare il tempo di recupero (t_{RR}). T_4 è scelto arbitrariamente per intervenire all'intersezione della linea tratteggiata che proviene dal punto i_R tramite il punto $i_R/4$, all'intersezione con il valore di zero. Di conseguenza, il tempo di recupero è compreso tra $T_4 - T_1$. Il tentativo d'impiegare valori più bassi di "$i_R/4$" per la definizione, porta al problema di misurare T_3 accuratamente nei dispositivi che hanno un tempo di ripresa rallentato, quindi, nei quali l'andamento della corrente di ripresa è molto graduale.

La "recovered charge" è spesso specificata assieme al t_{rr} visto che ha un orientamento prevalentemente applicativo. Quando la tensione applicata ai capi del dispositivo deve essere limitata da un sistema di smorzamento RC, in particolare, l'ampiezza della capacità necessaria è determinata dalle caratteristiche di recupero dello SCR (per ulteriori dettagli si veda il Capitolo 6).

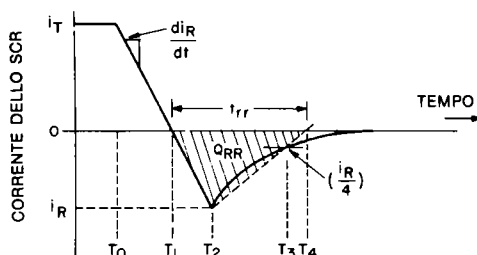



Figura 3.32: Definizione della forma d'onda del recupero dello SCR.

La figura 3.33 mostra una famiglia di curve caratteristiche relative alla tipica carica di recupero di uno SCR.

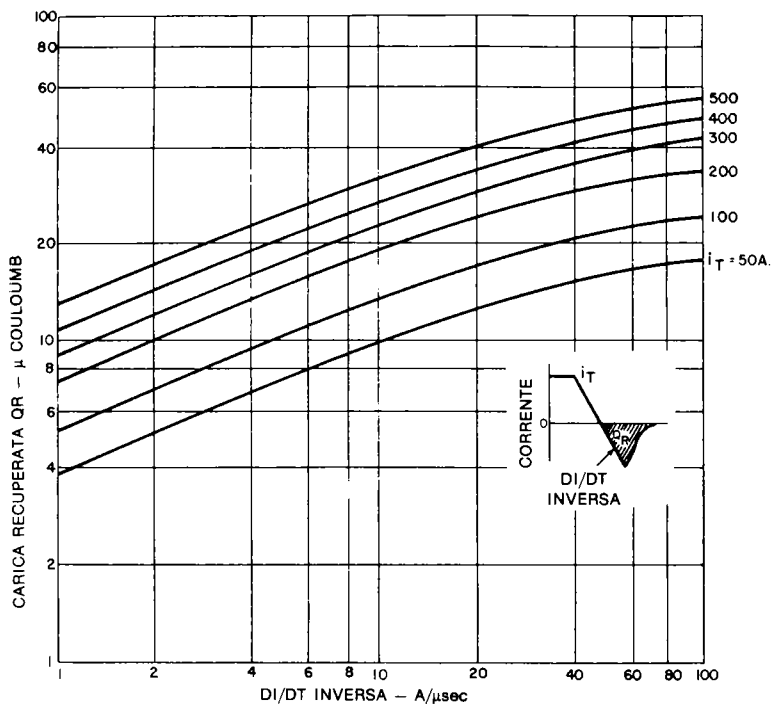



Figura 3.33: Tipica carica di recupero (a 125°C) di uno SCR tipo C158.

Si deve notare che sia "QRR" che "trr" sono fortemente interdipendenti, e dipendenti dal modello del dispositivo. Sia la corrente di picco dello stato di "ON" prima della commutazione, così come il rapporto di/dt, sono variabili significanti nel circuito. La carica di recupero addizionale ha un coefficiente termico positivo e richiede una temperatura fissa per le giunzioni, come parte importante delle condizioni di prova.

BIBLIOGRAFIA

1. "Power Semiconductors Under Transient and Intermittent Loads," F.W.Gutzwiller and T.P. Sylvan, AIEEE Transactions, Part I, Communications and Electronics, 1960, pages 699-706. (Reprint available as Application Note 200.9)
2. "Take the Guesswork Out of Fuse Selection," F.B. Golden, Electronic Engineer, July 1969. (Reprint available as publication 660.21)
3. "Thermal Mounting Considerations for Plastic Power Semiconductor Packages," R.E. Locher, General Electric Application Note 200.55.
4. "Better Utilization of SCR Capability With AC Inductive Loads," J.C. Hey, EDN, May 1966, pp. 90-100. (Reprint available as Publication 660.12.)
5. "The Computerized Use of Transient Thermal Resistance to Avoid Forward Biased Second Breakdown in Transistors," R.E. Locher, Proceedings of the National Electronics Conference, Vol. 26, pp. 160-171, December 1970. (Reprint available as Publication 660.22.)
6. "Ratings and Applications of Power Thyristors for Resistance Welding," F.B. Golden, IEEE Industry & General Applications Conference Record, #69C5-IGA,pp. 507-516.
7. "The Ratings of SCR's When Switching Into High Currents," N. Mapham, IEEE CP63-498, Winter General Meeting, New York, N.Y., January 29, 1963. (Reprint available as Application Note 200.28)
8. "Behavior of Thyristors Under Transient Conditions," I. Somos and D. Piccone, Proceedings of the IEEE, Vol. 55, No. 8, Special Issue of High-Power Semiconductor Devices, August 1967, pp. 1306-1311.
9. "The Rating and Application of SCR's Designed for Switching at High Frequencies," R.F. Dyer, IEEE Transactions of Industry and General Applications, January/February 1966, Vol. IGA-2, No. 1, pp. 5-15 (Reprint available as Publication 660.13)
10. "The Characterization of High Frequency, High Current, Reserve Blocking Triode Thyristors for Trapezoidal Current Waveforms," R.E. Locher, IEEE Transactions of Industry and General Applications, April 1968.
11. "The Rating and Application of a Silicon Power Rectifier," D.K. Bisson, Rectifiers in Industry, June 1957, publication T-93, American Institute of Electrical Engineers, New York, N.Y.
12. "Bidirectional Triode Thyristor Applied Voltage Rate Effect Following Conduction," J.F. Essom, Proceedings of the IEEE, Vol. 55, No. 8, Special Issue of High-Power Semiconductor Devices, August 1967, pp. 1312-1317.
13. "Power Thyristor Rating Practices," J.S. Read, R.F. Dyer, Proceedings of the IEEE, Vol. 55, No. 8, Special Issue on High-Power Semiconductor Devices August 1967, pp. 1288-1300.
14. "Semiconductor Controlled Rectifiers-Principles and Applications of p-n-p-n Devices," F.E. Gentry, et al., Chapter 4, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J.

CAPITOLO 4

CARATTERISTICHE DEL TRIGGER DA APPLICARE AL GATE, VALORI, METODI

La possibilità di un tiristore triodo (SCR o triac) di commutare dallo stato di non - conduzione a quello di conduzione in seguito ad un piccolo segnale di controllo, è il fattore di base che determina l'utilità di questi dispositivi per il controllo delle potenze elettriche. Per dare un trigger esatto ad un tiristore, è necessario ricavare dalla sorgente una intensità ed una tensione di gate molto precise, che naturalmente non eccedano i valori ammessi per il gate, che non producano il superamento dei valori massimi previsti per il tiristore, in base alla natura del carico e dell'alimentazione. L'impedenza della sorgente del trigger, il tempo e la durata del segnale di trigger e le condizioni del dispositivo nello stato d'interdizione (OFF), sono fattori importantissimi, durante la progettazione dei circuiti. Siccome in qualunque applicazione dei tiristori vi deve essere qualche forma di trigger, questo capitolo è interamente dedicato ai fondamenti della materia, alle caratteristiche dei gate ed ai valori in gioco relativi, alle interazioni con il circuito di carico, alle caratteristiche dei componenti che s'impiegano nei circuiti di trigger e ad esempi basilari di circuiti di trigger. Questo capitolo, più che altro è incentrato sulle problematiche d'innesco degli SCR, mentre l'eguale per i triac si trova nel Capitolo 7. Circuiti specifici e particolari che servono per funzioni di controllo insolite sono riportati nei capitoli seguenti.

4.1 - Il procedimento di trigger

Il paragrafo 1.3 del Capitolo 1, ed il paragrafo 7.1.3 del Capitolo 7, descrivono i circuiti analogici a due transistor per lo SCR, la giunzione del gate, ed il funzionamento "a base remota del transistor" nel campo degli SCR. Tramite queste trattazioni dimostrative, si nota che la transizione di un tiristore dallo stato non-conduttivo a quello conduttivo, è determinato dal funzionamento interno della teorica "coppia di transistori".

La commutazione, con piccoli incrementi nella corrente del gate, è determinata dall'amplificazione simmetrica nei due transistor che determina un'intensità anodica

che aumenta proporzionalmente rispetto alla corrente del gate. Come si vede nella figura 4.1, con una tensione positiva all'anodo, si ha una corrente anodica relativamente autonoma sino al punto in cui un tipo di moltiplicazione a valanga non forza l'intensità ad accrescere. A questo punto, l'impedenza ai piccoli segnali (o istantanea) dV/dI del tiristore muta velocemente, ma per gradi, da una resistenza positiva elevata ad una resistenza praticamente nulla e quindi si passa ad una resistenza negativa, con un aumento dell'intensità cui fa riscontro una minor tensione. La regione a resistenza negativa, continua sin che non si raggiunge il regime di saturazione per i "transistori", laddove l'impedenza da negativa torna verso lo zero, quindi da luogo ad una resistenza positiva.

Il criterio impiegato per applicare il trigger, dipende dalla natura dell'impedenza del circuito esterno all'anodo e dalla tensione d'alimentazione, oltre che dalla corrente richiesta dal gate. Ciò può essere verificato costruendo una retta di carico sulle curve di figura 4.1, tracciata dalla tensione a carico aperto, V_L, alla corrente di cortocircuito I_A. Con una corrente di gate pari a zero, le curve caratteristiche del tiristore intersecano la retta di carico in un punto stabile (1). Alla corrente di gate I_{G1}, le curve caratteristiche divengono tangenziali alla retta di carico nel punto (2), nel quale la resistenza negativa del tiristore diviene uguale in ampiezza alla resistenza del carico esterno. Siccome tale condizione è instabile, il tiristore commuta allo stato di bassa impedenza stabilmente (3). A questo punto, è possibile togliere la polarizzazione al gate, e la conduzione sarà comunque mantenuta come nel punto (3). Se la tensione d'alimentazione è ridotta al punto V_{L2}, la retta di carico slitta ed il punto di lavoro (3) si sposta verso a quello originale. Quando la retta di carico diviene tangenziale alla curva caratteristica nel punto (4), la condizione è nuovamente instabile, quindi il tiristore torna all'impedenza elevata, o "stato di OFF".

La corrente anodica nel punto (4), è la corrente di "tenuta" in questo gruppo di condizioni. Se, invece di ridurre la tensione d'alimentazione per raggiungere il punto (4), si aumenta la resistenza di carico, il punto (5), al quale la curva caratteristica diviene tangenziale alla retta di carico, interviene ad una corrente più bassa, che è la corrente di tenuta per questa serie di condizioni. Se la corrente del gate I_{G1} è mantenuta mentre la tensione d'alimentazione è ridotta sino a V_{L3}, si ha l'interdizione al punto (6), con una minor corrente anodica. Serve quindi una più elevata corrente di gate I_{G2}, per dare il trigger allo SCR, ma la riduzione di questo segnale del gate al di sotto del valore I_{G1}, permette di ottenere l'interdizione, perchè lo SCR non si è veramente allacciato nella conduzione. La corrente di autoagganciamento è perlomeno eguale a quella di tenuta (alla $I_G = 0$), ed in moltissimi modelli di SCR è più elevata a causa dell'area di conduzione non uniforme quando circolano delle correnti basse. In questi casi, il criterio di trigger non è solo quello di raggiungere uno stato di resistenza negativa, come nel punto (2), ma piuttosto, raggiungere una certa corrente anodica minima, come nel punto (3).

Figura 4.1: Curva caratteristica anodo-catodo dello SCR con la corrente di gate.

Le curve caratteristiche per il gate di un triac, nei quadranti I e III, appaiono similari a quelle di uno SCR nel quadrante I. Ci si deve rammentare che un triac può essere sottoposto a trigger con dei segnali sul gate sia negativi che positivi, ma che il procedimento di entrata nella conduzione non è perfettamente simmetrico per tutte le possibili polarizzazioni e condizioni di trigger.

I tiristori, per il trigger, dipendono dalle condizioni dell'anodo e del gate. Quindi, le specifiche di un dato tiristore per la tensione di gate e per la corrente necessaria a dare il trigger al gate (V_{GT} ed I_{GT}) definiscono anche la tensione del circuito anodico e le condizioni della resistenza di carico.

4.2 - Caratteristiche gate-catodo di uno SCR

I circuiti di trigger devono essere progettati per produrre il giusto flusso di corrente tra i terminali di gate e di catodo dèllo SCR. La natura dell'impedenza che questi terminali presentano al circuito di trigger, è un fattore determinante nel progetto del circuito.

Dalla realizzazione di base alla teoria di funzionamento, si può vedere che le caratteristiche elettriche presentate tra i terminali di gate e di catodo, sono basilarmente identiche a quelle di una giunzione PN di un diodo. Questa considerazione però non è tutto. V'è altro, da osservare.

4.2.1 - CARATTERISTICHE PRIMA DELL'ISTANTE DI TRIGGER

La figura 4.2 mostra il circuito completo e semplificato, per le frequenze basse, di una giunzione gate-catodo senza corrente che circola nell'anodo (il circuito è come se avesse l'anodo "aperto"), sia per uno SCR convenzionale, che per uno dal gate amplificato. Le resistenze in serie R_L, rappresentano la resistenza laterale dello strato del tipo-p, al quale è connesso il terminale del gate. La resistenza di shunt R_S rappresenta ogni "corto sull'emettitore" che può essere intenzionale o può esistere nella struttura. Le grandezze di R_L e R_S sono variabili risultanti sia dal progetto della struttura che del procedimento di fabbricazione. Per esempio, R_S è estremamente elevata nel modello di SCR "C5", e bassissima nel modello "C180" che prevede dei "corti" sull'emettitore per aumentare la V_{DRM} e le caratteristiche dv/dt. I diodi sono mostrati in forma di elementi a valanga o "zener" perchè la tensione di valanga inversa della giunzione di uno SCR ha valori tipici di 5-20V, una condizione che s'incontra spesso nei circuiti di trigger.

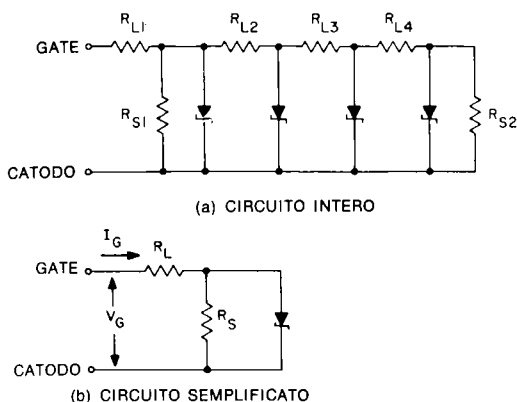



Figura 4.2(a): Circuito equivalente gate-catodo per uno SCR convenzionale.

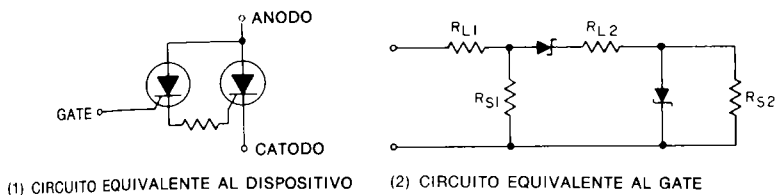



Figura 4.2(b): Circuiti equivalenti a quello gate-catodo per gli SCR muniti di gate amplificato.

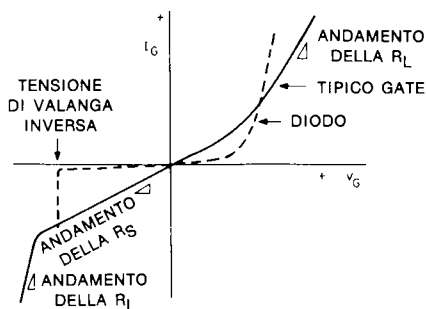



Figura 4.3: Curva caratteristica gate-catodo ($I_A=0$).

La differenza tra una curva caratteristica tipica di un gate e di un normale diodo a giunzione, è mostrata nella figura 4.3. Gli effetti relativi di R_L ed R_S sono evidenti nei diversi tratti delle curve.

Il circuito equivalente e le curve caratteristiche mostrate, sono valide solo per una corrente anodica pari a zero, o piccola se comparata con la corrente del gate. Le informazioni viste, tuttavia, sono molto utili per comprendere la polarizzazione diretta-inversa del gate, per le correnti dirette del gate che sono molto ridotte e per l'esame del funzionamento del circuito di trigger con l'anodo escluso.

4.2.2 - LE CARATTERISTICHE AL PUNTO DI TRIGGER

Con la tensione anodica applicata, il circuito di gate equivalente deve essere modificato. La figura 4.4 include il flusso della corrente anodica nella giunzione di gate. Siccome la corrente anodica è funzione della corrente di gate (si veda il capitolo 1), la corrente totale che attraversa la giunzione e la caduta di tensione sulle giunzioni aumentano più rapidamente di quando vi è la sola corrente di pilotaggio del gate in circolazione. Non appena la corrente anodica aumenta (figura 4.5), l'impedenza per piccoli segnali tra i reofori di gate e di catodo, cambia gradualmente dal positivo a zero, in un regime di resistenza negativa. Quando la curva caratteristica diviene tangenziale con la retta di carico dell'impedenza del segnale al punto (1), la corrente anodica diviene rigenerativa, quindi lo SCR può innescare. Per funzioni specifiche, il valore "I_{GT}" rappresenta il picco della curva che serve per dare il trigger, quindi è appunto misurato al valore di picco della curva (per i metodi di misura ci si riferisca al Capitolo 10 Vol. 2).

È quindi evidente che l'impedenza della sorgente del segnale che serve per il gate, è un altro fattore da tenere in considerazione, nello stabilire i modi di dare il trigger ad un tiristore.

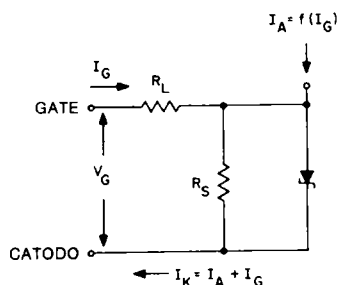



Figura 4.4: Circuito equivalente gate-catodo [$I_A = f(I_G)$].

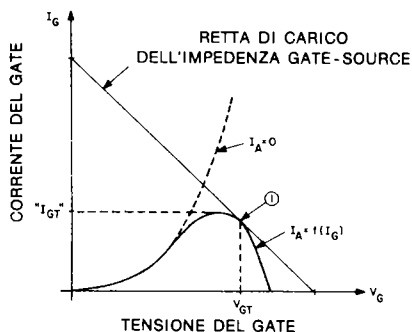



Figura 4.5: Caratteristiche del gate, anodo connesso.

4.2.3 - CARATTERISTICHE DOPO IL PUNTO DI TRIGGER

Una volta che il tiristore abbia ricevuto il trigger, e che la corrente anodica che fluisce verso la giunzione gate-catodo sia sufficiente a mantenere la conduzione, l'impedenza del gate cambia. La figura 4.4 mostra che ha un comportamento somigliante ad una sorgente che abbia la tensione eguale a quella della caduta sulla giunzione gate-catodo (alla corrente anodica esitente) ed alla resistenza interna R_L. Questa tensione, ha un valore molto prossimo alla caduta che si verifica tra anodo e catodo. La curva caratteristica per questa funzione è mostrata nella figura 4.6. La curvatura nei quattro quadranti è effettivamente il risultato dell'aumento della R_L man mano che si preleva più corrente dal gate. Ciò è il risultato pratico della natura distribuita della giunzione del gate che si vede nella figura 4.2. Quando la tensione tra i terminali di gate e catodo è ridotta assorbendo corrente, il flusso tramite la resistenza laterale dello strato-p, provoca la cessazione della corrente tramite la porzione della giunzione p-n vicino al terminale del gate. In tal modo si ha un aumento della densità della corrente nelle aree lontane dal terminale medesimo. Se la densità della corrente diviene elevatissima, e di conseguenza la dissipazione nella resistenza laterale aumenta oltre misura, il tiristore può riportare un danneggiamento termico permanente.

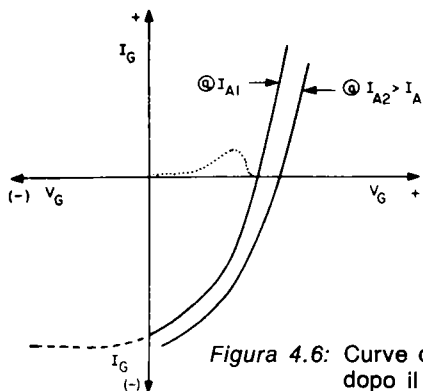



Figura 4.6: Curve caratteristiche del gate dopo il trigger.

Se si collegano due SCR con i gates ed i catodi in comune, la tensione del gate prodotta dalla conduzione di uno degli SCR, può, in certi casi, produrre una corrente sufficiente per il trigger nell'altro SCR.

In certi casi, questo può essere un effetto desiderato, per ottenere la conduzione simultanea dei due SCR. In altri, tuttavia, come quando la tensione anodica dei due è sfasata di 180°, la presenza della corrente di gate nello SCR che è polarizzato al contrario può dare il trigger nell'istante in cui inizia la polarizzazione diretta a causa delle cariche immagazzinate nello strato-p, con un funzionamento prematuro o irregolare. In tal modo, può anche sopravvivere una eccessiva corrente inversa tramite il funzionamento di "transistor - con - la - base - remota".

4.3 - Effetti dell'impedenza tra gate e catodo sulla polarizzazione ed interazioni

Dai paragrafi precedenti, si è visto che studiando la polarizzazione del gate si devono valutare diversi parametri: la corrente del gate, l'impedenza della sorgente del segnale, l'alimentazione anodica ed il carico relativo. Vi sono delle interazioni, tra il circuito di gate e quello dell'anodo che devono essere approfondite e lo saranno in seguito.

4.3.1 - EFFETTO DELLA CONNESSIONE DI UNA RESISTENZA TRA IL GATE ED IL CATODO

Il circuito analogico a due transistori mostra che una piccola resistenza esterna tra gate e catodo bypassa una certa corrente intorno alla giunzione del gate, e che quindi serve una corrente anodica un po' più alta di quella normale per iniziare e mantenere la conduzione. Gli SCR dalla bassa corrente, ad elevata sensibilità che possono essere sottoposti a trigger tramite una limitata intensità nella giunzione del gate, prevedono assolutamente l'impiego di una resistenza tra gate e catodo a prevenire il falso trigger provocato dalle correnti termiche di perdita. La resistenza indicata, bypassa anche una parte della corrente anodica interna, provocando un rapido rapporto di variazione nella tensione anodica (dv/dt, si riveda il Capitolo 3). In tal modo si eleva la tensione di valanga diretta con la riduzione dell'efficienza della zona equivalente al "transistor n-p-n", e si rende necessario un effetto moltiplicatore di valanga più elevato perchè il trigger possa avere effetto. Anche la corrente anodica d'innesco e di autotenuta sarà influenzata dall'intensità che bypassa la giunzione.

L'effetto della resistenza esterna, dipende comunque dalle resistenze interne, R_L ed R_S nella figura 4.2. Per i tiristori che prevedono il funzionamento a basse correnti, il tipo di costruzione, porta generalmente a degli alti valori di R_S (virtualmente non vi è "corto" di nessun tipo nell'emettitore), e a dei bassi valori della R_L a causa della piccola massa del "pellet". La figura 4.7 mostra gli effetti della resistenza esterna applicata tra gate e catodo per lo SCR modello C106. Le variazioni tra i valori minimi e

massimi derivano dalle differenze nelle serie prodotte che riguardano le resistenze interne e le variazioni del guadagno di corrente dei "transistori equivalenti", cioè delle regioni che li rappresentano.

La resistenza esterna di shunt per il gate riduce anche leggermente il tempo di "turn off" (disinnesco) dello SCR fungendo d'ausilio per l'immagazzinamento delle cariche tramite l'aumento della corrente di tenuta anodica; in tal modo, per ottenere il re-trigger, serve una corrente anodica più elevata.

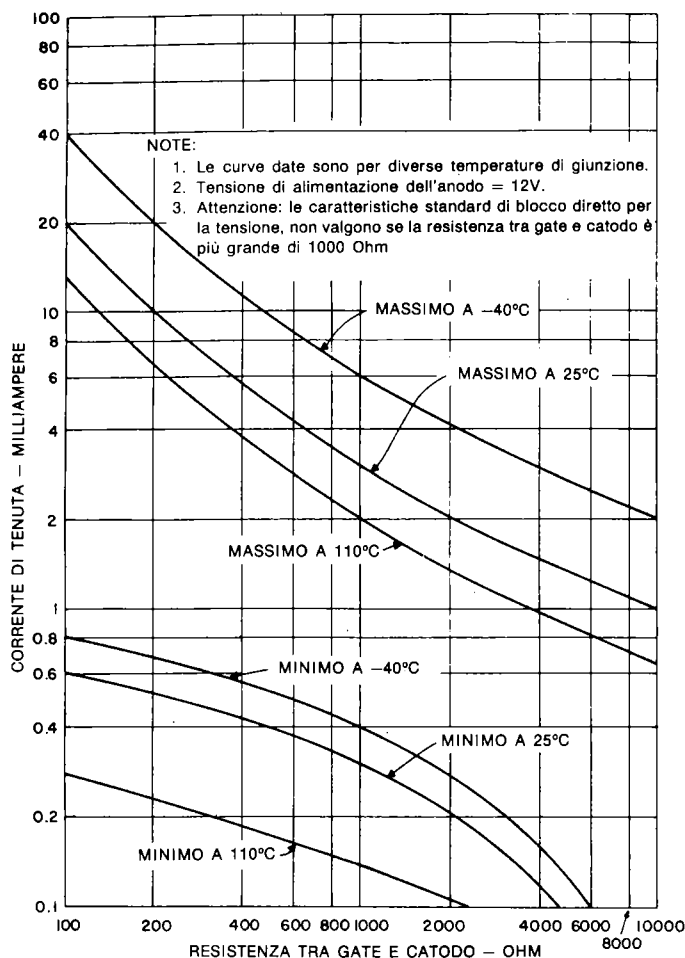



Figura 4.7: Minima e massima variazione della corrente di tenuta con le variazioni della resistenza esterna connessa tra gate e catodo, per lo SCR modello C106.

4.3.2 - EFFETTO DI UNA CAPACITÁ INSERITA TRA GATE-CATODO

Una piccola capacità di shunt, per le frequenze elevate, può ridurre la sensibilità del tiristore all'effetto dv/dt (Capitolo 3), in gran parte in maniera analoga ad una resistenza, però mantenendo la sensibilità elevata per la CC e per i segnali di gate a frequenza bassa. Questo effetto "d'integrazione" è particolarmente utile quando vi è del "rumore" a frequenza elevata nei circuiti dell'anodo o del gate.

Al punto di trigger, tuttavia, la tensione del gate (si veda la figura 4.5) deve essere incrementata quando la corrente anodica aumenta. Quindi, un condensatore collegato tra il catodo ed il gate tende a ritardare il trigger, dando luogo ad un ritardo più prolungato ed all'aumento del tempo di crescita della corrente anodica. Tale comportamento può essere nocivo quando serve un rapporto elevato di/dt per la corrente anodica (si vedano i Capitoli 3 e 5).

Una volta che lo SCR sia innescato, il gate funge da sorgente di tensione e carica il condensatore al valore di caduta presente sulla giunzione del gate. Siccome questo valore (che dipende da quello della corrente anodica) in genere è più elevato della tensione che serve per dare il trigger allo SCR (V_{GT}), l'energia accumulata nel condensatore può fornire una corrente di trigger ancora per un periodo di tempo dopo che la corrente anodica è rimossa, ed in tal modo si può avere un errore di commutazione. Negli SCR previsti per lavorare a basse correnti, un condensatore da circa 10 µF può mantenere la corrente di gate per più di 10 millisecondi, ed in tal modo può impedire la commutazione a semionda nei circuiti che funzionano a 50 e 60 Hz.

Se il segnale che fornisce il trigger al gate è ricavato da un generatore d'impulsi a bassa impedenza in serie con il condensatore, quest'ultimo può essere caricato dalla corrente del gate durante l'impulso, e la polarità può essere tale da polarizzare al negativo il gate, verso il termine dell'impulso. Per dei bassi valori di corrente anodica, nel medesimo istante, il pilotaggio negativo può elevare la corrente di tenuta oltre allo stabilito, quindi spegnere lo SCR.

4.3.3 - EFFETTO DI UNA INDUTTANZA POSTA TRA ANODO E CATODO

Una reattanza induttiva posta tra il gate ed il catodo riduce la sensibilità quando la corrente anodica e la corrente gate-source variano lentamente, pur mantenendo la sensibilità alle fluttuazioni rapide. Tale effetto differenziatore, è utile per migliorare la stabilità termica, visto che le variazioni delle correnti date dall'agitazione termica hanno un andamento rallentato. Quando l'induttanza è impiegata con uno SCR attivato dalla luce (LASCR), si ha una sensibilità immutata ad un flash mentre le mutazioni della luce ambiente sono ignorate (si veda anche il Capitolo 4 Volume 2).

Quando la corrente anodica scorre, la tensione del gate provoca una corrente che fuoriesce dal gate tramite l'induttanza. Il rapporto al quale tale corrente aumenta, dopo il trigger, è funzione del rapporto L/R dell'induttanza rispetto alle resistenze inter-

ne ed esterne. Quando tali correnti negative del gate crescono, anche la corrente di tenuta del tiristore aumenta. Se la corrente anodica è bassa, o aumenta più lentamente della intensità negativa del gate, il tiristore può troncare la conduzione.

Dopo che la corrente anodica dello SCR è cessata, la corrente negativa del gate continua per un certo periodo di tempo, decadendo in base alla costante di tempo L/R. Tale corrente negativa durante il periodo di disinnesco può ridurre il tempo di spegnimento (anche con un rapporto di 10:1 nel caso di piccoli SCR) e può permettere una maggior velocità nella ri-applicazione della tensione nello stato di "OFF" (un più elevato rapporto dv/dt).

Se un impulso di corrente di trigger è applicato in parallelo con l'induttanza ed il gate, tale impulso produce, naturalmente, un flusso di corrente nell'elemento induttivo. Al termine dell'impulso, la corrente nell'induttanza continua a circolare in forma di corrente negativa di gate, elevando la corrente minima di tenuta, ed in certi casi, portando nell'interdizione lo SCR.

4.3.4 - EFFETTO DELLA CONNESSIONE DI UN CIRCUITO RISONANTE LC TRA GATE E CATODO

Un circuito LC risonante in parallelo, connesso tra gate e catodo, può dar luogo ad un effetto selettivo sulle frequenze di risposta, e può anche creare una situazione oscillatoria.

La condizione oscillatoria, è ottenuta portando la corrente anodica ad un valore intermedio tra la normale ($I_G = 0$) tenuta, e la corrente di tenuta con la massima corrente negativa del gate che scorre nell'induttanza. Come è stato detto nel paragrafo 4.3.3, lo SCR può essere portato nella conduzione, e poi la corrente negativa del gate può esser fatta aumentare sino a che lo SCR non s'interdice di nuovo. Dopo l'interdizione, la corrente che circola nell'induttanza carica il condensatore con una tensione dal verso negativo, poi il condensatore si scarica sull'elemento induttivo in maniera risonante. Quando la tensione di carica del condensatore volge nuovamente al positivo, può dare un nuovo trigger allo SCR, ed il funzionamento può ripetersi all'infinito.

Se si devono evitare le oscillazioni, il circuito accordato deve essere soggetto ad un valido smorzamento.

4.3.5 - LA POLARIZZAZIONE POSITIVA DEL GATE

La presenza di una corrente positiva nel gate, quando vi è una tensione inversa applicata all'anodo, può incrementare la corrente inversa (nello stato di blocco) in modo sostanziale. Come risultato, lo SCR può essere soggetto ad una dissipazione addizionale. Di conseguenza, è necessario prevedere una dispersione addizionale, o fare in modo che la dissipazione supplettiva sia trascurabile.

La figura 4.8 mostra le curve di spostamento termico rispetto ad un valore prefisso per vari modelli di SCR, a vari valori del pilotaggio sul gate (si considera il lavoro sul

ciclo intero, o su 360 gradi) con dei valori di picco positivo, in relazione alla tensione di gate. Per ottenere un'applicazione ben studiata, queste dispersioni aggiuntive devono essere incluse nella dissipazione complessiva del dispositivo. Lo slittamento termico ΔT, stabilito in base al grafico di figura 4.8 deve essere sottratto dalla temperatura massima del "vitone" o di altro punto di fissaggio (stabilito in base alle caratteristiche del dispositivo), considerando i dati intrinsechi dell'elemento e l'angolo di conduzione. Per quei dispositivi che prevedono il montaggio semplicemente tramite i terminali, si effettuerà la sottrazione basandosi sulla curva della temperatura ambientale. Gli slittamenti termici divengono trascurabili se la tensione del gate è inferiore a 0,25V o se lo slittamento complessivo è di 1°C o inferiore.

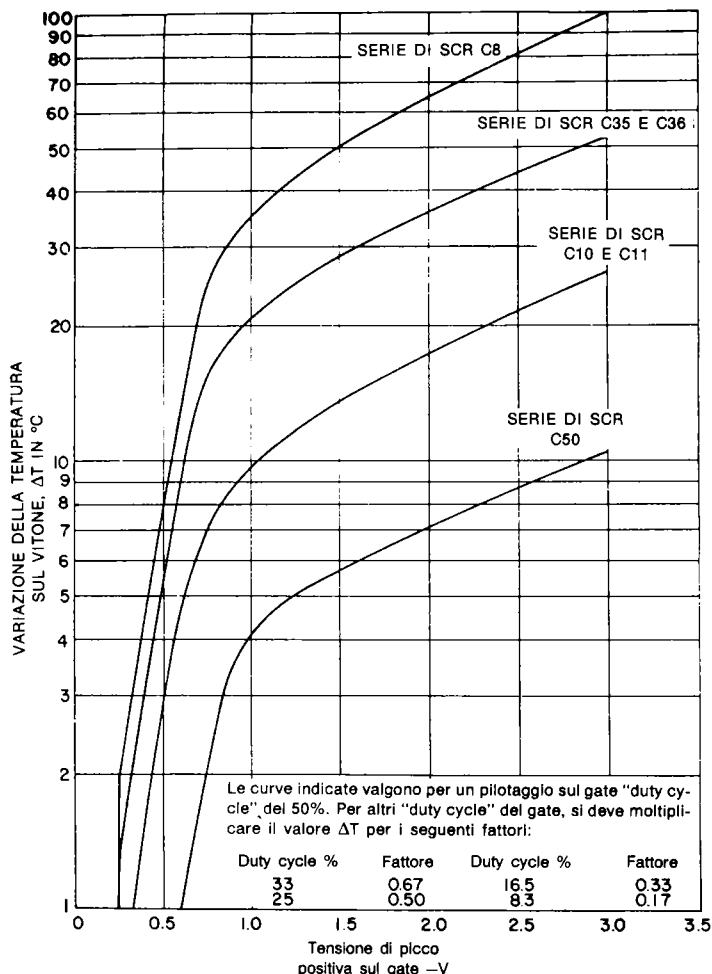



Figura 4.8: Curve di slittamento della temperatura per applicazione simultanea di impulsi di gate positivi con l'anodo negativo.

Un sistema per limitare la dissipazione inversa addizionale a valori trascurabili, è il "clamping" del gate, o limitazione inversa, fattibile con il circuito che si vede nella figura 4.9, e che può essere usato con tutti gli SCR dalla piccola e media potenza: per esempio quelli della serie C10 e C35. La resistenza RA, ed il diodo, connessi tra l'anodo ed il gate, servono per attenuare i segnali positivi diretti al gate quando l'anodo è negativo. Per un dato valore di picco di tensione di un circuito di gate aperto, la figura 4.9 dà i valori massimi di RA e RG che assicurano la limitazione inversa per tutti i valori di tensione inversa con le caratteristiche inverse di tensione dello SCR.

Un sistema alternativo per limitare la dissipazione inversa provocata dalla tensione positiva sul gate, è porre un diodo rettificatore in serie allo SCR che abbia un valore di blocco della tensione inversa più basso. In tal modo, il diodo assume la maggior parte della tensione inversa applicata alla serie e riduce in modo notevole la dissipazione inversa nello SCR.

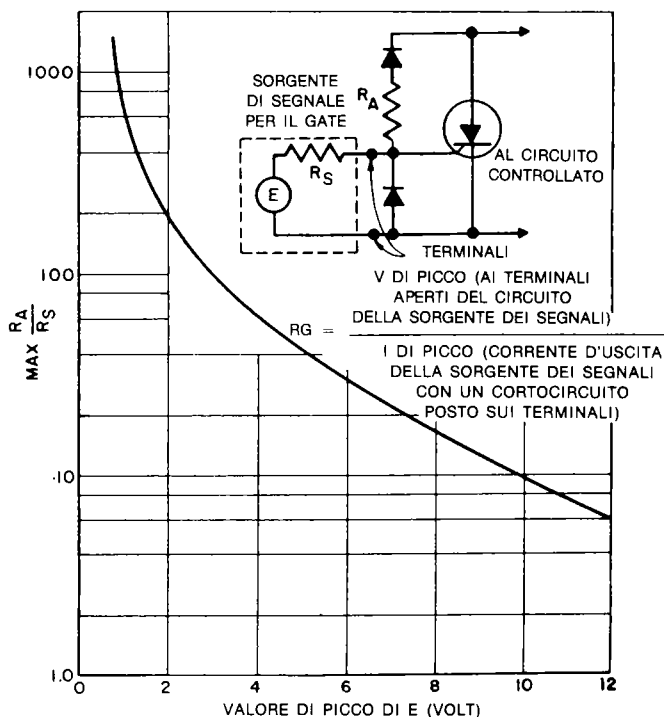
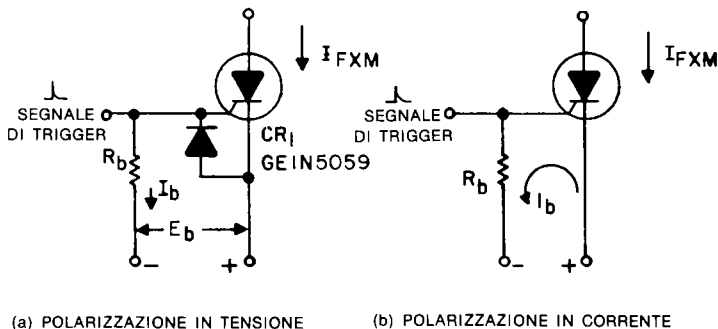



Figura 4.9: Circuito di clamp (limitazione dell'escursione dei segnali) per il gate degli SCR.

4.3.6 - LA POLARIZZAZIONE NEGATIVA DEL GATE

Come è detto nei vari bollettini applicativi, il gate non dovrebbe mai essere polarizzato negativamente nei confronti del catodo. Per esempio, il gate di uno SCR del modello C35 (2N681), ha una tensione di picco inverso per il gate di soli 5V. Se vi è la possibilità che il gate divenga più negativo del catodo per un dato valore, è necessario connettere un diodo in serie al reoforo di gate, o tra il catodo ed il gate medesimo per limitare la tensione inversa. Una intensità negativa di gate considerevole (corrente che fuoriesce dal gate) può essere provocata dal catodo che si stacca dal circuito con il gate in comune mentre lo SCR sta conducendo nel modo diretto (con una corrente convenzionale tra anodo e catodo). Tale corrente può essere limitata, inizialmente, solo dall'impedenza del circuito di gate e può provocare un eccesso di dissipazione con un danneggiamento definitivo dello SCR.

Quando l'anodo è positivo, una polarizzazione negativa per il gate tende ad incrementare la tensione di valanga diretta $V_{(BO)}$: si veda anche il paragrafo 1.9.1, quindi anche la possibilità di sopportare la dv/dt (paragrafo 1.5) per una data temperatura di giunzione, nel caso dei piccoli SCR, pur senza che vi siano "corti" interni nel catodo. Per esempio, nel caso dei modelli C5 (2N1595, C106 ecc.) si ha una V_{DRM} specificata per un dato valore di resistenza dal gate al catodo ($R_{GK} = 1000$ Ohm) ed a una data temperatura della giunzione. Per maggiori dettagli sulla polarizzazione negativa del gate, il lettore può riferirsi alla bibliografia 1.

Figura 4.10: Circuiteria per la polarizzazione negativa del gate.

La figura 4.10(a), mostra un sistema di polarizzazione in tensione. La resistenza R_b è portata all'alimentazione negativa, invece di tornare semplicemente al catodo. La sorgente di tensione "E_b" stabilisce una corrente $I_b \cong \frac{E_b - D}{R}$ nella quale D è la caduta di tensione ai capi del diodo CR1 (valore tipico: 0,7V). Il diodo provvede a stabilire una tensione fissa negativa dal catodo - al - gate, per lo SCR. Lo svantaggio dato da questo tipo di circuito, tuttavia, è la perdita della sensibilità d'ingresso provocata dalla resistenza R_b.

La figura 4.10(b) mostra un sistema di polarizzazione impiegabile per quegli SCR che hanno un piccolo diametro di giunzione. La resistenza R_b e la sorgente di polarizzazione sono scelti in modo tale che la corrente di polarizzazione $I_b \cong I_{FXM}$ si stabilisca lungo la R_b nella direzione indicata dalla freccia. I_{FXM} rappresenta il massimo valore di blocco diretto (intensità di perdita) relativa alla corrente dello SCR nelle condizioni prevalenti di temperatura delle giunzioni e di tensione anodica. La selezione della I_b in tal maniera, porta ad un progetto che tiene conto del "peggior caso verificabile", con l'assunto che la maggior parte della I_{DRM}, se non tutta, sia stornata dalla giunzione di emettitore dello SCR (gate-catodo). Questo tipo di impiego, è limitato agli SCR che hanno una caratteristica di dissipazione inversa per il gate, sufficiente per sopportare la corrente inversa I_b e la tensione inversa contemporanea. Il circuito di figura 4.10(b) è utilizzabile, per esempio, per il modello di SCR General Electric "C5", che prevede anche il funzionamento per la giunzione di gate-catodo nella valanga inversa.

Il miglioramento nel sopportare il valore dv/dt, che può essere ottenuto con la polarizzazione negativa è mostrato graficamente nella figura 4.11 per un tipico SCR modello "C35". Il grafico, mostra il comportamento della polarizzazione del gate in relazione alle costanti di tempo ottenibili per la messa in atto della tensione di blocco diretto, senza che lo SCR sia posto nella conduzione. La curva della tensione-zero per il gate, corrisponde alle costanti di tempo date per il C35 nel fascicolo di applicazioni, per il tipo di lavoro con il gate aperto. La figura 4.11 estende l'utilità di queste informazioni per diversi valori della polarizzazione del gate.

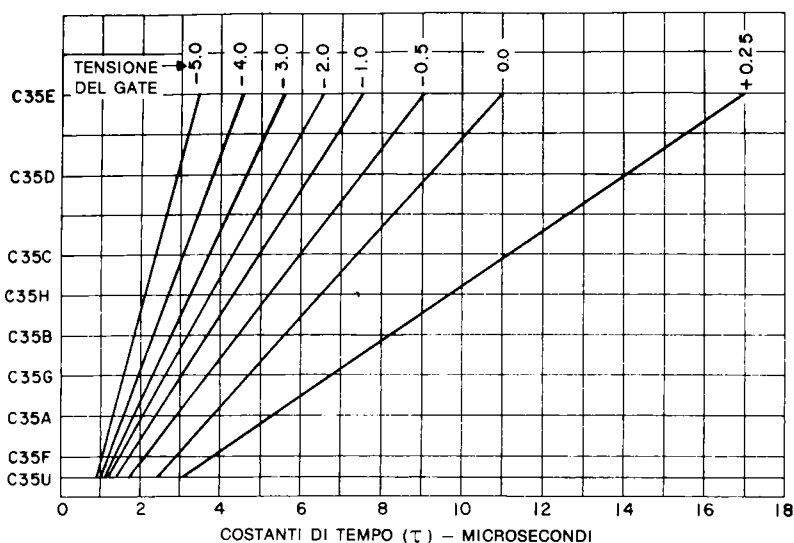



Figura 4.11: Effetto della polarizzazione del gate sulla costante di tempo ammissibile dell'applicazione della tensione di blocco diretto.

È possibile progettare un circuito che applichi una polarizzazione negativa o che cortocircuiti il gate al catodo, solo quando la dv/dt è correttamente applicata. Questo tipo di circuito, non peggiora il segnale di gate come quello di figura 4.10, ma per molte applicazioni si rivela dispendioso.

L'idea di base è di differenziare la dv/dt applicata all'anodo, invertire la polarità ed applicarla al gate. La figura 4.12 mostra uno spianatore dinamico transistorizzato. R_1 e C forniscono la corrente di base al Q_1 portandolo nello stato di conduzione mentre la tensione anodica dello SCR aumenta. Il trigger del gate non è operativo durante il tempo di crescita dv/dt, visto che il circuito di gate risulta shuntato. Tuttavia, l'inserzione del Q_2 evita questo problema, siccome a tal punto il segnale del gate non solo da il trigger allo SCR, ma shunta al tempo stesso il pilotaggio della base del Q_1. Nel circuito, sia Q_1 che Q_2, devono essere transistori epitassiali con una bassa tensione di saturazione.

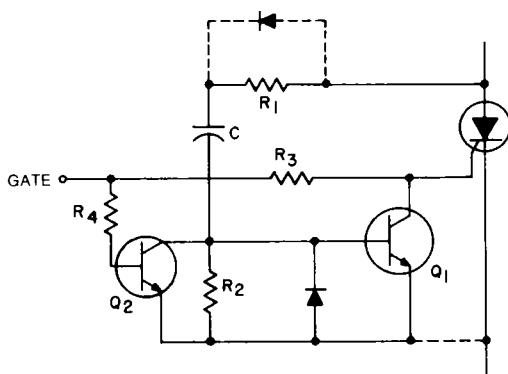



Figura 4.12: Spianatore a transistor che migliora il rapporto dv/dt.

I tiristori che prevedono delle ampie aree di giunzione con il "corto" dell'emettitore, sono poco influenzati dal cortocircuito del gate, a causa dell'effetto di shunt della R_S (figura 4.2a). A meno che la $V_{(BO)}$ sia specificata con una resistenza di polarizzazione, un progetto prudenziale non prenderà tanto in considerazione l'aumento della $V_{(BO)}$, quanto la possibilità di polarizzazione negativa del gate. Taluni modelli di SCR, che per il gate prevedono una struttura del tipo-n, (ad esempio i C501, C601 ecc.), così come i triac, possono essere soggetti a trigger sia tramite segnali positivi che negativi. Comunque, in nessuna circostanza, si deve impiegare il metodo della polarizzazione negativa del gate per aumentare la stabilità del blocco inverso, nemmeno con questi tipi speciali.

L'influenza sul tempo di "turn off" da parte dei vari metodi di polarizzazione per il gate, appare molto limitato perchè è funzione, principalmente, del tempo di vita attiva dei portatori di carica in un'area non accessibile da parte del gate.

4.4 - Effetti del circuito anodico sul circuito di gate

Nel paragrafo 4.1 si è visto che la tensione nel circuito anodico e la relativa impedenza, sono fattori determinanti anche per il trigger. L'effetto della corrente anodica è stata discussa nel paragrafo 4.2.3. Vi sono altri due effetti che meritano buona nota. La capacità della giunzione in uno SCR, può accoppiare i segnali a frequenza elevata dal circuito anodico a quello del gate, il che, anche se non sempre può essere causa di trigger, può interferire con le funzioni del circuito di trigger.

Quando la tensione anodica di uno SCR raggiunge o il valore di valanga diretta, o di valanga inversa, si ha una tensione che appare al terminale del gate. Nel caso della valanga diretta, si ha una corrente anodica che inizia a circolare e che produce una tensione positiva per il gate, come nella conduzione normale (si veda il paragrafo 4.2.3). Se si raggiunge il punto di valanga inversa, la giunzione del gate risulta polarizzata all'inverso. In relazione alla grandezza della R_S (figura 4.2), la tensione negativa che appare al terminale del gate può salire alla tensione di valanga nella giunzione del medesimo. Se un impulso transitorio di tensione inversa all'anodo supera il valore di valanga inversa, le giunzioni dello SCR non rimangono più nello stato di blocco inverso, e si ha quindi l'applicazione di un transitorio di energia alla giunzione del gate nel modo inverso. La giunzione del gate ed ogni altro circuito esterno connesso con il gate, possono quindi ricevere delle tensioni e delle correnti eccessive, tramite questo influsso.

Quando lo SCR è nella conduzione, il suo gate è di massima allo stesso potenziale, rispetto all'anodo. Quando lo SCR non è nella conduzione, il potenziale del gate non è più relativo al potenziale anodico, come avviene per la gamma normale di lavoro. Tuttavia, durante la transizione dalla conduzione alla non-conduzione, il gate passa attraverso ad una fase intermedia, che ha come risultato la presenza di un valore molto importante in tensione, negativa, che appare al terminale del gate. Se uno SCR deve lavorare nella commutazione continua, come avviene nei circuiti chopper per CC, o nei flip-flop, tramite l'applicazione di una polarizzazione inversa ripida, la tensione del gate, inizialmente, manifesterà la normale caduta sulla giunzione dopodichè quando è avvenuto il recupero, sia l'anodo che il gate diventeranno negativi. Di seguito, la tensione del gate seguirà quella dell'anodo sino a che le giunzioni che bloccano la conduzione nel senso inverso (p-n) giungono al recupero, momento nel quale il gate torna alle sue normali caratteristiche. Queste transizioni, possono essere osservate praticamente nei piccoli SCR in particolare. Negli SCR più grandi, tali effetti sovente sono nascosti dai valori più ridotti delle resistenze di shunt interne R_S. I transistori negativi sul gate possono provocare dei funzionamenti erronei e dei guasti nel circuito esterno al gate stesso.

4.5 - Caratteristiche del trigger per il gate in CC

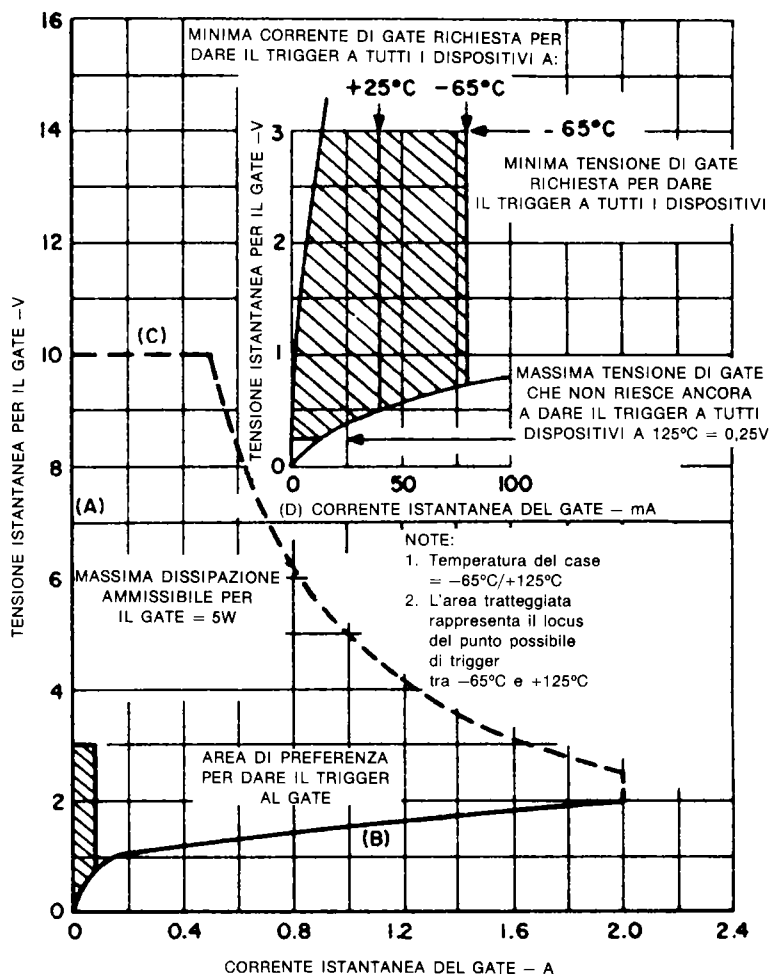



Figura 4.13: Curve caratteristiche per il trigger del gate (riferite al modello di SCR C35).

Le caratteristiche di trigger in CC per il gate di uno SCR, prendono la forma presentata nel grafico di figura 4.13 che si riferisce al modello "C35" (2N681). Il grafico mostra la tensione gate-catodo, in funzione della corrente positiva del gate (flusso dal gate al catodo) tra i limiti stabiliti dalle linee (A) e (B) che si riferiscono al tipo indicato. I dati esposti si applicano ad una corrente anodica pari a zero (anodo aperto).

La funzione base del circuito di trigger, è erogare la corrente al gate, I_{GT} e la contemporanea tensione che serve per il trigger V_{GT}. L'area tratteggiata della figura 4.13 comprende tutti i possibili punti di trigger (con le relative I_{GT}, V_{GT}) per tutti gli SCR che sono conformi alle specifiche indicate. Il circuito di trigger, di conseguenza, deve essere in grado di erogare un segnale (I_G, V_G) *al di fuori* dell'area tratteggiata per poter sicuramente pilotare tutti gli SCR cui si riferiscono le specifiche.

L'area di funzionamento del gate dello SCR, è indicata come "zona preferenziale di pilotaggio per il gate". Corrisponde, come abbiamo detto, alla zona tratteggiata nella figura 4.13 che rappresenta la sovrapposizione per gli specifici punti di innesco (I_{GT}, V_{GT}); le linee-limiti (A) e (B), la linea (C) che rappresenta il valore di picco sopportabile per la tensione diretta del gate V_{GT}, e la linea (D) che rappresenta la dissipazione di picco nei limiti, P_{GM}. Taluni SCR possono anche avere delle correnti di picco stabilite come I_{GFM} che appaiono lungo le linee verticali di riscontro (B) e (D).

Il punto in alto a destra della figura 4.13 mostra in dettaglio il luogo di tutti i punti di trigger specifici, e la dipendenza dalla temperatura della minima corrente di trigger I_{GTmin}. Più è bassa la temperatura, più forte deve essere il pilotaggio sul gate per ottenere il trigger (alcune specifiche possono anche dimostrare l'effetto della tensione anodica diretta sulla sensibilità di trigger. Incrementando la tensione anodica, in particolare nei piccoli SCR, si ha una marcata tendenza verso la necessità di un minore pilotaggio per il gate). Nel grafico, si vede anche il valore positivo più piccolo della tensione di gate al di sotto della quale nessuno SCR del modello indicato entra in conduzione.

Il quadrante inverso delle caratteristiche del gate è generalmente basato sui termini di massima tensione e potenza. L'applicazione della tensione inversa, ed il flusso verso l'esterno della corrente di gate, per ottenere la stabilità dello SCR nello stato di "OFF", è stata discussa nel paragrafo 4.3.6.

L'applicazione della tensione inversa, ed il flusso verso l'esterno della corrente di gate, per ottenere la stabilità dello SCR nello stato di "OFF", è stata discussa nel paragrafo 4.3.6.

4.6 - Rette di carico

La retta di carico per il circuito di trigger deve intersecare la curva caratteristica del gate dello SCR nella regione indicata come "zona di pilotaggio preferito per il gate", nella figura 4.13. L'intersezione, o punto massimo di lavoro, deve essere stabilita il più vicino possibile al massimo applicabile (valore di picco, medio ecc.) per la curva di dissipazione del gate. Il tempo di salita della corrente del gate, deve essere dell'ordine di diversi A per microsecondo, ad ottenere il minimo tempo d'innesco, parti-

colarmente se si commutano correnti elevate. Questo comportamento ha come risultato la minima dissipazione anodica al momento dell'innesco, e la minima instabilità.

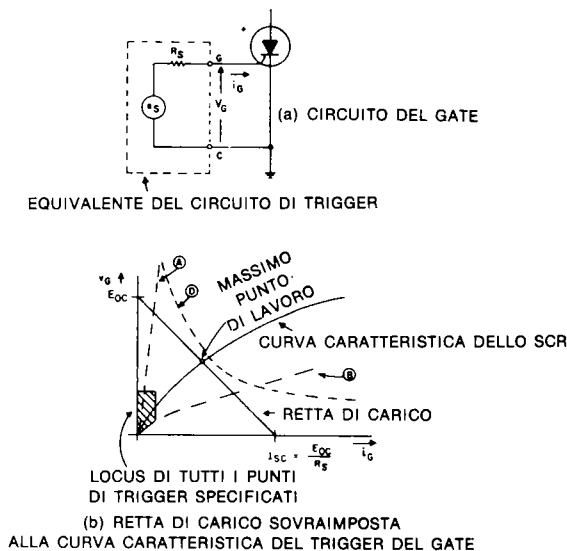



Figura 4.14: Circuito del gate e tracciamento della retta di carico.

La costruzione di una "retta di carico" è un metodo conveniente per stabilire il massimo punto di lavoro del circuito di trigger per il gate dello SCR, nel punto preferenziale da scegliere. La figura 4.14(a), mostra il circuito-trigger basilare di una sorgente di tensione "es" e la relativa resistenza interna Rs. La figura 4.14(b) mostra il piazzamento del massimo punto di lavoro, che resta nella "zona di preferenza" per il trigger, nella gamma di dissipazioni accettate. La retta di carico va costruita tracciando una linea diritta tra la tensione E_{oc} di trigger a circuito aperto, inscritta nelle ordinate, e la corrente di cortocircuito per il trigger:

$$I_{sc} = \frac{E_{oc}}{R_S}$$

rintracciabile nell'ascissa.

Se la tensione fornita dal circuito di trigger è funzione del tempo e_s (t), la retta di carico che attraversa il grafico, partirà al punto di origine e raggiungerà la posizione massima al punto di picco d'uscita della tensione di trigger.

La curva della potenza applicabile al gate, va scelta sulla base della massima dissipazione di picco del medesimo, e questo limite è il massimo. Per esempio, se s'impiega il trigger in CC, il massimo della dissipazione applicabile per il gate (nel caso

del modello "C35" 0,5W) non deve essere assolutamente ecceduto. Se al contrario s'impiega un tipo di trigger impulsivo, occorre applicare la curva della potenza di picco per il gate (nella figura 4.13 la curva indicata come "D" che indica un valore di picco di 5W). Per delle forme d'onde intermedie di trigger, il limite adottabile per la dissipazione in potenza del gate è determinata dal periodo attivo del segnale di trigger ricavabile con il seguente calcolo: potenza di picco del pilotaggio × ampiezza dell'impulso × frequenza di ripetizione degl'impulsi. Il tutto, appunto, offre la potenza ammissibile nel gate.

Gli SCR del tipo impiegato negli invertitori, che necessitano un segnale di gate ripido a causa della elevata di/dt e delle frequenza elevata di lavoro, hanno delle particolari curve di lavoro (figura 4.15). Queste curve impulsive, si avvantaggiano della resistenza termica del gate nei confronti dei transistori per l'ottenimento d'impulsi di controllo più elevati. Si deve comunque rammentare sempre che la potenza media del gate non deve essere in alcun caso ecceduta.

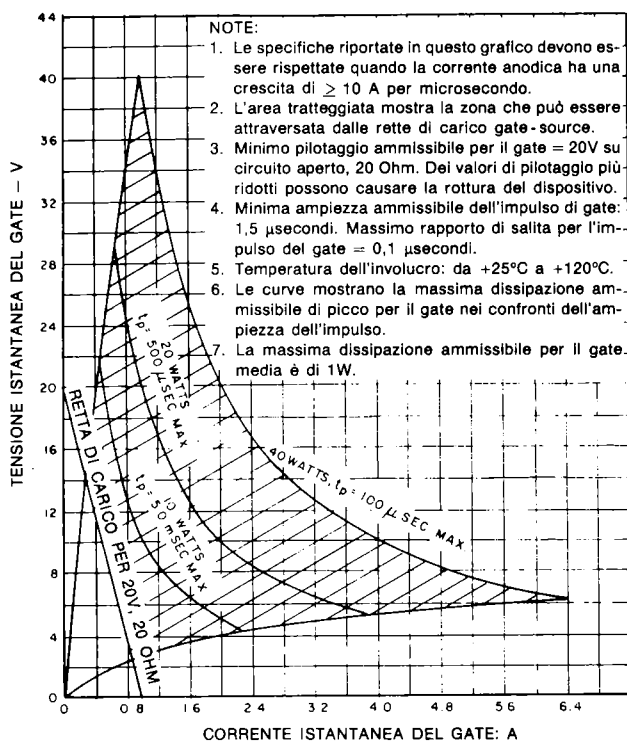



Figura 4.15: Necessità per il trigger del gate alle frequenze elevate e per il funzionamento con una elevata di/dt.

4.7 - Tensioni positive di gate che non innescano lo SCR

La figura 4.13 indica anche la massima tensione di gate che non è in grado di porre nella conduzione lo SCR. Per esempio, nel caso del modello "C35" (2N681), tramite la figura 4.13, si vede che ad una temperatura di giunzione di 125°C, il valore che non riesce a porre nella conduzione lo SCR è 0,25V. Anche questo limite è importante quando si progetta un circuito di trigger che abbia una corrente di riposo sempre in circolazione anche quando il trigger non è presente. Esempi pratici di questo genere di dispositivo, sono i sistemi reattori saturabili ed i circuiti di trigger che impiegano un transistor unigiunzione e lavorano con la connessione diretta. Per evitare il trigger erroneo in queste condizioni, è necessario collegare una resistenza all'uscita del circuito di trigger. Il valore della resistenza in ohm, deve essere tale da non eccedere il livello della tensione massima di gate che è insufficiente a dare il trigger diviso per la massima corrente di riposo del circuito di trigger.

4.8 - Trigger impulsivo

I tiristori, in genere, hanno la corrente che serve per dare il trigger al gate in termini di CC, o di tensione continua. Per degli impulsi di trigger che abbiano un'ampiezza sino a 100 microsecondi, i valori in CC risultano applicabili. Per impulsi ancora più corti, i valori V_{GT} e I_{GT} devono essere aumentati.

Per i valori di tempo molto brevi, i tiristori, in genere, possono essere considerati come controllati da una carica, secondo la procedura normalmente adottata per i transistori. La carica libera accumulata nello stato-p del gate dello SCR, può essere considerata la differenza tra il rapporto del flusso di carica entrante ($dq/dt = I_G$) ed il rapporto di ricombinazione interno. Nelle condizioni di funzionamento in CC, e per un dato rapporto di ricombinazione, la carica libera è funzione diretta della corrente del gate. Quando la carica libera raggiunge un certo livello, il dispositivo commuta. Per ottenere la carica necessaria nella regione del gate, in un tempo che sia breve comparato con il tempo di ricombinazione necessario, servono correnti più elevate (quindi delle tensioni più alte) rispetto al trigger in CC.

La figura 4.16(a) mostra la relazione tra l'ampiezza dell'impulso e la corrente di picco per un segnale a forma quadra applicata in forma di trigger ad uno SCR del tipo C-106. È da notare che le curve d'intensità approssimano quelle di una carica costante alle ampiezze minime. Il punto nel quale la curva della corrente impulsiva si stacca da quella della CC per questo piccolo tiristore è a circa 200 microsecondi. Vi sono altri modelli di SCR che sono dotati di tempi di ricombinazione assai più brevi che possono essere soggetti a trigger con delle correnti impulsive eguali al valore CC sino a circa 20 microsecondi.

Esaminando la figura 4.16(a), non si deve assumere che per il trigger servano solo

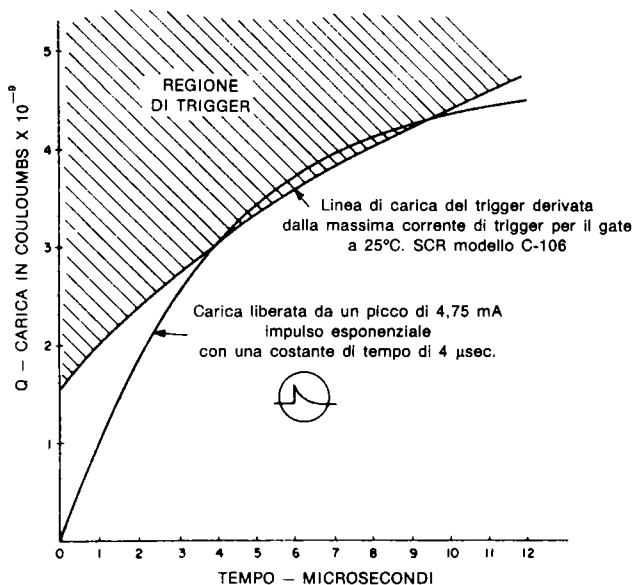
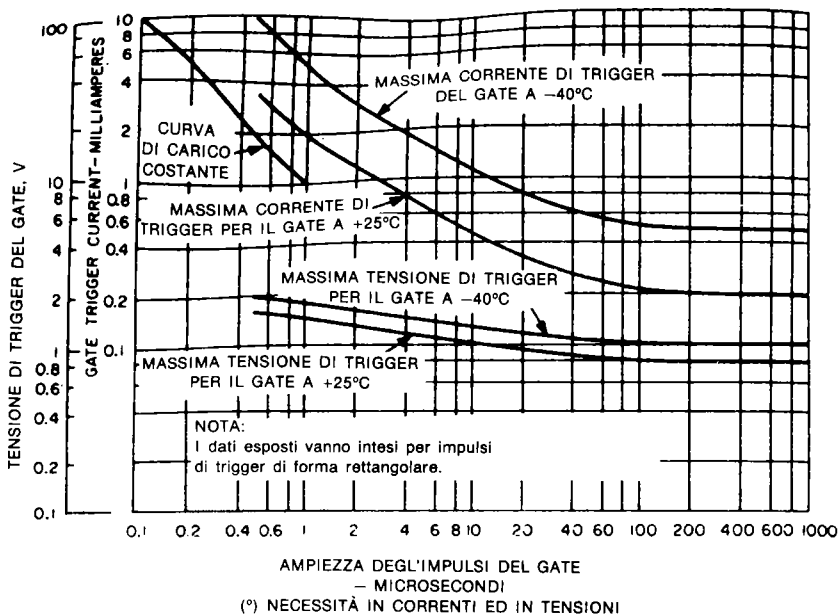



Figura 4.16: Effetti della larghezza dell'impulso di trigger (lo SCR considerato è il modello C-106).

degl'impulsi rettangolari. Al contrario, si può impiegare allo scopo un segnale che abbia qualunque forma d'onda, purchè sia unidirezionale, e non ecceda le specifiche di tensione, corrente e potenza del gate, se la carica totale è adeguata. I giusti criteri relativi alla carica, possono essere determinati come in figura 4.16(b), tracciando l'integrale della forma d'onda pratica e l'integrale dell'impulso di corrente rettangolare. Se le curve ricavate s'incrociano, la carica di trigger è corretta.

La figura 4.17 mostra l'aumento nel pilotaggio del gate necessario per dare il trigger a quattro tipi di SCR con dei segnali dalla breve durata. Per far sì che lo SCR inneschi, la corrente anodica deve poter aumentare rapidamente, almeno di quel tanto che serve per raggiungere il valore di tenuta prima che l'impulso di eccitazione sia terminato. (La corrente d'innesco può essere stimata a circa tre volte quella di tenuta che si legge nel "data sheet"). Se si ha a che fare con un circuito anodico fortemente induttivo, si deve fare in modo che il trigger sia mantenuto in modo tale da polarizzare il gate sino a che la corrente d'innesco sia ben superata.

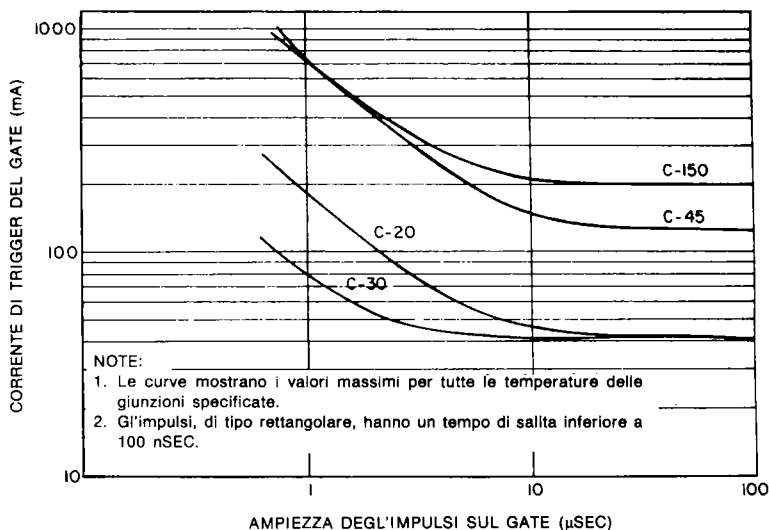



Figura 4.17: Pilotaggio necessario per il gate quando s'impiegano degl'impulsi di trigger dalla breve durata.

Una situazione che s'incontra di frequente, è la scarica di un condensatore che serve a produrre l'intensità di commutazione laddove vi siano dei circuiti dall'induttanza molto elevata. Tale situazione, ed il comportamento relativo si osserva nella figura 4.18 in relazione alla corrente di "ON".

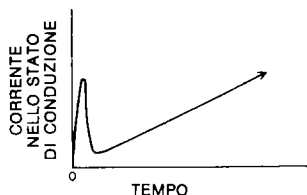



Figura 4.18: Forma d'onda per carichi capacitivi ed induttivi.

L'impulso di agganciamento che deriva dalla scarica del condensatore è seguito da una corrente anodica che cresce lentamente, e che è determinata prima di tutto dall'induttanza posta in circuito. Molto spesso, si fa una certa confusione tra la corrente di agganciamento e quella di tenuta, in questi casi. Se il trigger d'innesco sul gate termina prima della fine dell'impulso iniziale di corrente, il dispositivo rimarrà nel punto di "valle" ove ha inizio la corrente principale.

Se il dispositivo ha una corrente di tenuta più alta del livello della corrente di valle, smetterà di condurre e non vi sarà più agganciamento. Logicamente il fenomeno dipende dalla necessità di una corrente più elevata per l'innesco. In questo caso, se il segnale di trigger sul gate termina prima che la zona "di valle" nella curva sia trascorsa, il dispositivo non rimane innescato, ed oltre ad un problema di corrente di tenuta, vi è anche un altro problema relativo alla corrente d'innesco.

Per quanto si riferisce alla produzione dei dispositivi, la corrente di trigger in CC per il gate è misurata per tutti gli elementi, ovvero su base 100%, ma il valore di trigger impulsivo è misurato solamente su di un gruppo di campioni. Per quelle applicazioni nelle quali il trigger impulsivo è critico, è bene richiedere degli elementi sottoposti ad una speciale selezione con una precisa specifica; solo in tal modo di può essere certi che il trigger impulsivo sia del tutto soddisfacente.

4.9 - Curve caratteristiche dell'intervallo nell'innesco anodico

La figura 4.19 mostra le curve caratteristiche d'innesco (o commutazione; "turn-on"), per uno SCR tipico del modello C10. Tali curve sono ben rappresentative anche per SCR di altri tipi. La percentuale della tensione anodica, è mostrata in funzione del tempo, in seguito all'applicazione del segnale di trigger sull'istante di tempo zero, e per due valori di tensione 500V e 100V, che sono accompagnati da due diversi livelli di corrente.

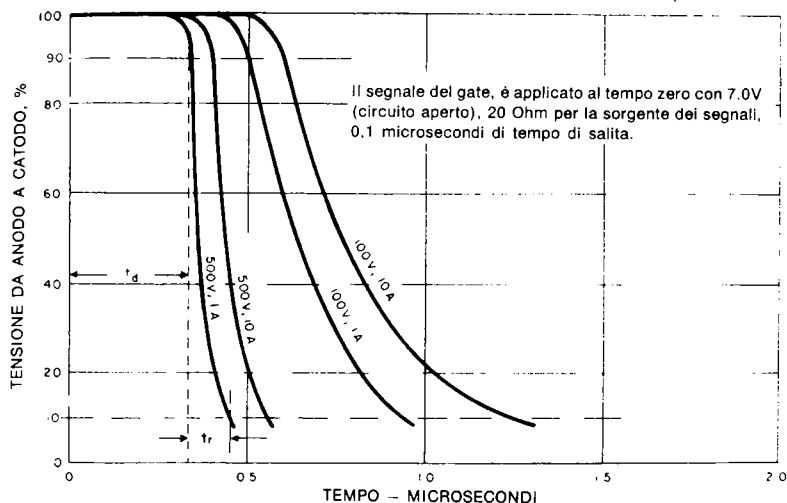



Figura 4.19: Tipiche caratteristiche d'innesco dello SCR modello "C10".

Il tempo di ritardo td è mostrato per la curva caratteristica di commutazione a 500V/1A. Tale valore è definito come il tempo che intercorre tra il 10% dello sviluppo della corrente impulsiva del gate, ed il punto sempre al 10% della forma d'onda della tensione anodica. Il ritardo diminuisce man mano che si aumenta l'impulso di corrente sul gate, ma ha sempre un minimo valore compreso tra 0,2 e 0,5 µsec per impulsi di corrente sul gate di 500 mA o maggiori.

Il tempo di salita tr, è definito come il tempo che serve per la caduta della tensione anodica dal 90% del suo valore iniziale al 10%, come è indicato nella curva per 500V e 1A nella figura 4.19. La salita della corrente, così come il calo della tensione, è determinata in larga misura dal tipo di circuito. Se quest'ultimo è puramente resistivo, la corrente sale in misura analoga alla caduta di tensione; di qui il termine di tempo di salita. È importante che il prodotto istantaneo tensione-corrente, nell'intervallo d'innesco non superi la capacità di dissipazione dello SCR. Per tale ragione, il rapporto di crescita dell'intensità anodica (dì/dt) deve essere adeguatamente limitato (si riveda il Capitolo 3). Il tempo di salita, così come il tempo di ritardo, tende ad essere ridotto con un forte pilotaggio sul gate, che pur ovviamente rimanga nelle possibilità di dissipazione del gate medesimo dello SCR. Di conseguenza, se si vuole minimizzare la dissipazione durante l'innesco, il gate deve essere polarizzato come è indicato nell'area del "preferred triggering" (caratteristiche di trigger da preferire), vicino ai punti di maggiore dissipazione, come si vede nella figura 4.13. Gli SCR che prevedono il gate amplificato, non richiedono una polarizzazione per il gate importante, come in-

vece è indicato per i tiristori convenzionali, quindi lasciano al progettista una grande facoltà di scelta per la gamma dei valori che costituiscono il "gate drive".

Il tempo totale d'innesco è definito come $t_{on} = t_d + t_r$. È bene notare che la grande dissipazione nel momento dell'accensione interviene anche dopo il termine del tempo definito in precedenza. Particolarmente, quando vi è la commutazione da una elevata tensione ad una forte corrente, è necessario consultare attentamente le caratteristiche di commutazione trattate nel Capitolo 3.

Lo "jitter", o variazione del tempo di commutazione tra un ciclo ed il successivo, è usualmente inferiore a 2 mμsec con una temperatura costante, se il gate è pilotato con due o tre volte il valore minimo necessario per il trigger.

4.10 - Semplice circuito di trigger a resistenza ed RC

In vari casi, è necessario trovare il modo più semplice ed economico per dare il trigger ad uno SCR, specie se si può fare qualche compromesso con le più rigide specifiche, in particolar modo se la gamma di temperatura di lavoro non è poi così importante. Il lettore, per una specifica ricerca sui circuiti di trigger più semplici ed economici, è pregato di consultare la Bibliografia 2.

La figura 4.20 mostra un semplice metodo per ricavare la corrente di gate che serve per il trigger di uno SCR, partendo dalla rete-luce o altra alimentazione in Ca; si ha l'impulso di pilotaggio quando l'anodo è positivo nei confronti del catodo. Non appena lo SCR è innescato, la tensione anodica crolla al valore di conduzione e la corrente del gate scende a zero. La resistenza R limita la corrente di picco del gate. Il diodo inserito nel circuito di gate serve per evitare che vi sia una tensione inversa applicata tra catodo e gate nell'altro semiperiodo. Se lo si desidera, il diodo può essere collegato tra anodo e gate, invece che in serie con la R. La conduzione inizia chiudendo il contatto S_1 nella figura 4.20(a), o aprendo il contatto S_2 nella figura 4.20(b). L'interruzione della corrente nel carico, avviene un semiperiodo dopo l'apertura dello S_1 o la chiusura dello S_2, grazie all'inversione della polarità della rete. Per dei circuiti statici di azionamento più completi, il lettore veda il Capitolo 8.

Per controllare ed innescare uno SCR lungo l'arco di 180° elettrici, si possono impiegare dei semplici sistemi realizzati con delle resistenze, dei condensatori e dei diodi, ottenendo anche delle buone prestazioni alle temperature di lavoro "commerciali". Siccome in un circuito di questo genere una resistenza deve poter fornire tutta la potenza necessaria per pilotare il gate, schemi come quelli visti funzionano meglio se gli SCR impiegati hanno una buona sensibilità. Meno è sensibile il gate, infatti, più basso deve essere il valore di resistenza inserito, e più sarà grande la dissipazione.

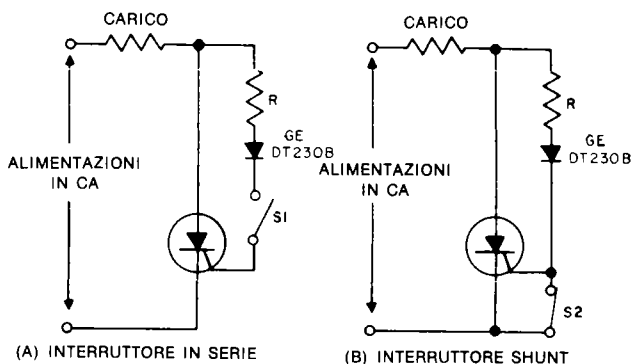



Figura 4.20: Interruttore statico a semionda.

La figura 4.21 mostra un circuito di controllo a semionda molto semplice, che utilizza una resistenza variabile. Con tale sistema di controllo, si ha un ritardo nella fase che va da essenzialmente zero (con lo SCR completamente "ON"), sino a 90 gradi "elettrici" per l'onda presente sull'anodo (in tal caso lo SCR è a metà dell'innesco to-

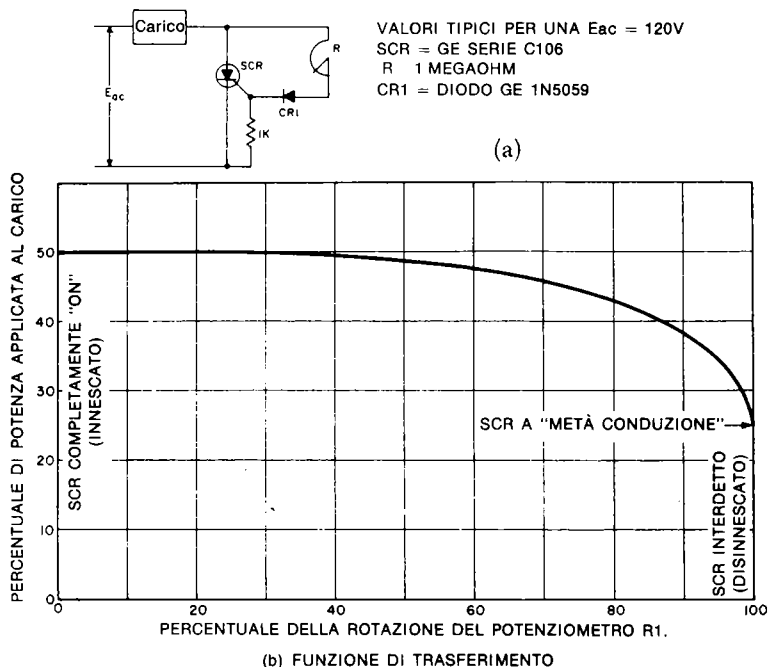



Figura 4.21: Semplice sistema di controllo in fase a semionda costituito da una resistenza variabile (la gamma di controllo è limitata).

tale). Il diodo CR1 blocca la tensione inversa del gate durante i semiperiodi negativi della tensione d'alimentazione. Le caratteristiche del diodo devono essere tali da poter bloccare almeno il valore di picco della tensione alternata. L'angolo del ritardo non può essere esteso oltre al punto di 90 gradi, perchè la tensione che alimenta il circuito di trigger e la tensione di trigger che produce la corrente per il gate sono in fase. Quando $e_{ac} = E_m$, al valore di picco della tensione CA, lo SCR può ancora essere sottoposto a trigger con il massimo valore di resistenza tra anodo e gate. Siccome lo SCR innesca e si pone nella conduzione non appena si raggiunge il valore I_{GT}, la situazione d'innesco non può essere ritardata oltre ai 90 gradi elettrici, con questa specie di circuito.

La funzione di trasferimento di questo circuito può essere riportata in una figura unica. Si assume che il potenziometro R sia scelto in modo tale da non portare nella conduzione lo SCR quando è al valore massimo. La funzione di trasferimento è molto nonlineare, e la ripetibilità di una data regolazione con SCR diversi non è possibile a causa delle variazioni della I_{GT} con la temperatura.

La figura 4.22 mostra un circuito "R-C più diodi", che offre un controllo completo

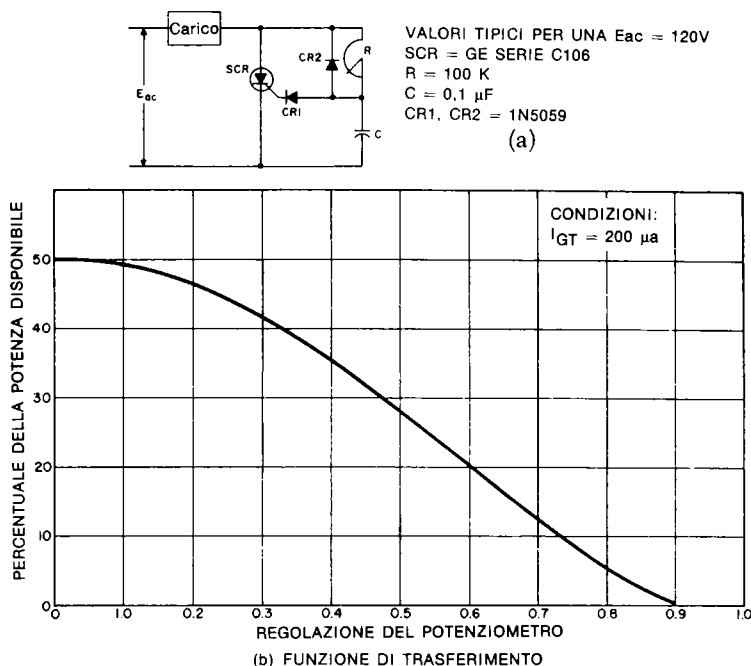



Figura 4.22: Semplice sistema di controllo in fase a semionda del tipo R-C (che permette di ottenere il controllo su 180° completi) e relativa funzione di trasferimento.

su 180 gradi elettrici (su di un semiperiodo completo). Durante il tempo in cui all'anodo dello SCR è applicato il semiperiodo positivo, il condensatore si carica sino al punto in cui può fornire il trigger allo SCR in un periodo di tempo determinato dalla costante RC e dalla crescita della tensione anodica. Durante il semiperiodo negativo, la placca (elettrodo) sovrastante del condensatore si carica al picco della tensione negativa tramite il diodo CR2, ed in tal modo si "resetta" per il funzionamento nel ciclo susseguente.

Siccome la corrente di trigger deve essere fornita dalla tensione di rete tramite la resistenza, il condensatore deve essere scelto in modo tale, che la sua corrente di carica sia elevata rispetto alla I_{GT}, nell'istante in cui interviene l'ultimo valore angolare previsto per l'accensione. Viceversa, è necessario scegliere il massimo valore di R per produrre la I_{GT} all'angolo più estremo di accensione, impiegando la tensione di linea meno il calo IR nel carico a questo punto, quindi si deve ancora scegliere C per produrre la V_{GT} desiderata in tali condizioni. Malgrado tutto, comunque, si ottiene sempre una funzione di trasferimento nonlineare (figura 4.22). Va detto nuovamente che siccome l'uscita dipende in larga misura dalla I_{GT}, si ha una notevole variazione con la temperatura e con dei dispositivi diversi tra di loro.

La figura 4.23 mostra un circuito con stadio di servizio, nel quale uno SCR indipendente, che lavora a semionda (SCR_2), è soggetto a trigger per ciascun semiperiodo con un angolo di fase predeterminato. Nel semiperiodo successivo, lo stadio di servizio da il trigger allo SCR_1 con lo stesso angolo di fase relativo al primo semiperiodo. Quando lo SCR_2 non è soggetto a trigger, il condensatore C si carica e si scarica alla stessa tensione con la medesima costante di tempo. La tensione sul C, non è sufficiente per dare il trigger allo SCR_1. Quando lo SCR_2 è sottoposto a trigger, il condensatore C, durante la scarica, vede un integrale di tempo della tensione di rete che è diverso da quello di carica per l'integrale di tempo della tensione che appare sul carico. Con questo funzionamento, si ha il reset del condensatore ad un livello di tensione relativo all'angolo di ritardo di trigger dello SCR_2. Nel semiperiodo successivo, allorchè l'anodo dello SCR_1 passa al positivo, si ha il trigger al termine di tale angolo di ritardo.

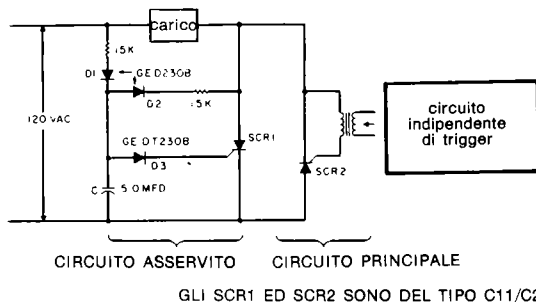



Figura 4.23: Circuito sussidiario del tipo RC diodo, munito di tre terminali, che serve per il controllo ad onda intera.

4.11 - Come si applica il trigger ad uno SCR tramite un impulso negativo

In alcune applicazioni può risultare necessario o utile dare il trigger ad uno SCR con un impulso negativo, invece che con il classico impulso positivo. Nei circuiti SCR che prevedono la commutazione di una bassa potenza, basta un diodo collegato in serie allo SCR per ottenere un trigger conveniente ed economico. La figura 4.24 mostra un circuito-tipo del genere per l'utilizzo di uno SCR del tipo C103.

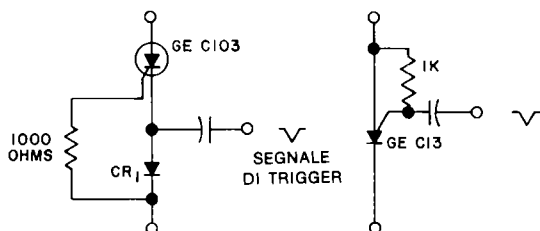



Figura 4.24: Trigger con impulso negativo.

Gli SCR complementari, appunto del genere del C103, sono progettati per il trigger con andamento negativo. In tal modo, tale dispositivo ed i suoi similari, può essere impiegato anche in applicazioni a bassa tensione (<40V) laddove la maggior necessità è la tensione di trigger negativa.

4.12 - Sistemi di trigger in alternata a sfasamento, del tipo un tempo impiegato per i thyratron

La figura 4.25, mostra un sistema SCR funzionante in alternata ad onda intera controllato in fase, che impiega un sistema R-C oppure R-L di slittamento che ritarda il segnale del gate nei confronti della tensione anodica dei tiristori. Questo circuito è stato molto valido e molto impiegato con i tubi thyratron, sebbene con numerose variazioni pratiche.

Quando lo si usa con gli SCR (delle serie C8, C10, C11, C35, C36 e C50), si devono osservare i dettami che seguono, per ottenere il massimo sfasamento di controllo ed il trigger positivo sulla gamma termica prevista per il particolare tipo di SCR che si vuole impiegare, senza superare peraltro la tensione del gate ed i limiti della corrente dettati:

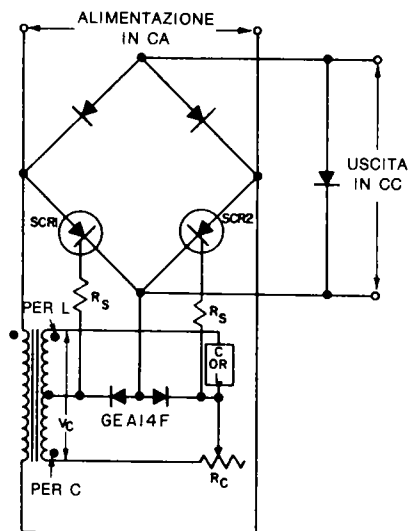



Figura 4.25: Sistema di controllo R-C oppure R-L per ponte monofase.

A) Il valore di picco della V_c deve essere più grande di 25V.

B. $\frac{1}{2\pi f C}$ oppure $2\pi f L \leqq \frac{V_c}{2} - 9$

ove: C = capacità in farad
L = induttanza in henry
V_c = tensione secondaria da picco a picco del trasformatore di controllo
f = frequenza dell'alimentatore

C. $R_s = \frac{V_c - 20}{0,2}$

ove R_s è la resistenza in serie in ohm

D. $R_c \geqq \frac{10}{2\pi f C}$ oppure $10\ (2\pi f L)$.

Considerata la dipendenza di questo tipo di circuito a slittamento di fase dalla frequenza di lavoro, la scelta dei valori adeguati per L e C diviene più facile alle frequenze di lavoro alte.

4.13 - Circuiti di trigger impieganti i reattori saturabili

I reattori saturabili possono offrire un segnale dal fronte ben diritto per i gates, sia per sistemi di controllo a basso livello in CC che CA. Questo particolare sistema di trigger può essere adottato nei circuiti a controreazione ed offre il vantaggio addizionale di una separazione elettrica netta ed eventualmente multipla tra i circuiti d'ingresso e d'uscita.

4.13.1 - SISTEMA DI CONTROLLO VARIABILE CON CONTINUITÀ

La figura 4.26 mostra un classico circuito di trigger a semionda che impiega un amplificatore magnetico. Il segnale che serve per fornire il trigger al gate dello SCR, è ricavato dagli avvolgimenti che fanno capo ai terminali 3-4 del trasformatore T_1. Quando il nucleo del T_2 non è saturato, gli avvolgimenti "3-4" del T_2 presentano una elevata impedenza al segnale per il gate, quindi ai capi della R_3 si sviluppa solo una tensione molto bassa. Quando il nucleo del T_2 si satura, l'impedenza degli avvolgimenti 3-4 del T_2 cala diverse volte, ed in tal modo al gate dello SCR appare una tensione piuttosto elevata, cosicchè l'elemento innesca. La resistenza R_2 serve per limitare la corrente del gate al valore previsto, e la resistenza R_3 limita la tensione del gate prodotta dalla corrente di magnetizzazione degli avvolgimenti 3-4 del T_2, in modo tale da impedire l'innesco dello SCR prima che il nucleo del T_2 non sia completamente saturato. Il diodo CR_2 ha una doppia funzione; previene l'apparizione di un valore di tensione inverso sul gate, ed al tempo stesso, impedisce che una corrente inversa tramite gli avvolgimenti 3-4 produca un reset indesiderato del nucleo del T_2.

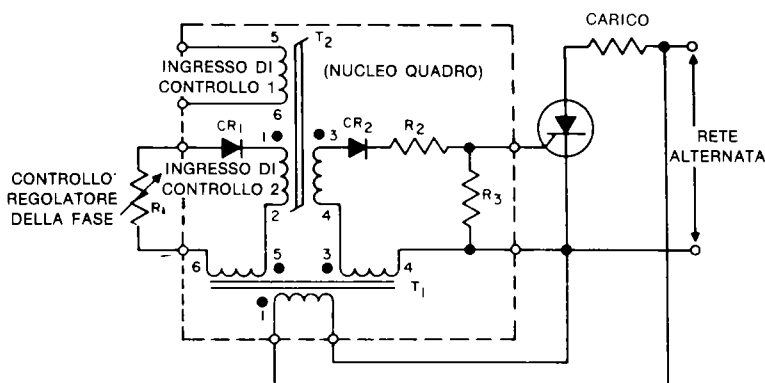



Figura 4.26: Tipico sistema di trigger magnetico a semionda.

I segnali di controllo possono essere applicati agli ingressi 1, 2, oppure ad ambedue assieme. L'ingresso 2 funziona nel modo di reset controllando la tensione di reset sull'avvolgimento 1-2 del T_2 durante il semiperiodo negativo. La regolazione del

potenziometro R_1 determina il livello di reset del nucleo durante il semiperiodo negativo, che a sua volta stabilisce l'angolo di conduzione in fase dello SCR durante il semiperiodo positivo. Al posto di R_1 si possono impiegare moltissimi altri sistemi di controllo: ad esempio uno stadio amplificatore transistorizzato. Poichè l'alimentazione è fornita dall'avvolgimento 5-6 del T_1, in tal caso non serve alcun'altra sorgente. L'ingresso 1 funziona nel modo detto "MMF" (forza magnetomotrice) che è controllata dall'intensità che attraversa l'avvolgimento "5-6" e dal livello di flusso nel nucleo che determina l'angolo di conduzione (trigger). La corrente per l'ingresso 1, deve essere ricavata da un alimentatore esterno o da un trasduttore del tipo che genera una intensità.

È possibile aggiungere degli altri avvolgimenti d'uscita al T_2 per poter dare il trigger a diversi SCR connessi in parallelo o in serie. Ancora, è possibile aggiungere al T_2 altri avvolgimenti di reset o MMF. È possibile ottenere il funzionamento ad onda intera o a fasi multiple combinando due o più circuiti a semionda.

4.13.2 - CIRCUITI MAGNETICI DI ACCENSIONE E SPEGNIMENTO

I circuiti magnetici di trigger, come quelli che hanno il loro buon esempio nella figura 4.26, per il funzionamento necessitano di nuclei saturabili che siano abbastanza grandi per permettere all'avvolgimento di uscita di sostenere la tensione-segnale del gate per un semiperiodo intero senza che avvenga la saturazione. Per le più semplici applicazioni di controllo, come l'accensione e lo spegnimento, si possono impiegare dei circuiti magnetici di trigger come quelli che si vedono nella figura 4.27, che permettono d'impiegare nuclei più piccoli ed economici, visto che in tal caso l'avvolgimento di uscita non deve sostenere la tensione del gate per tutto il semiperiodo. In più, questi circuiti hanno il vantaggio di non necessitare di un trasformatore d'alimentazione sussidiario.

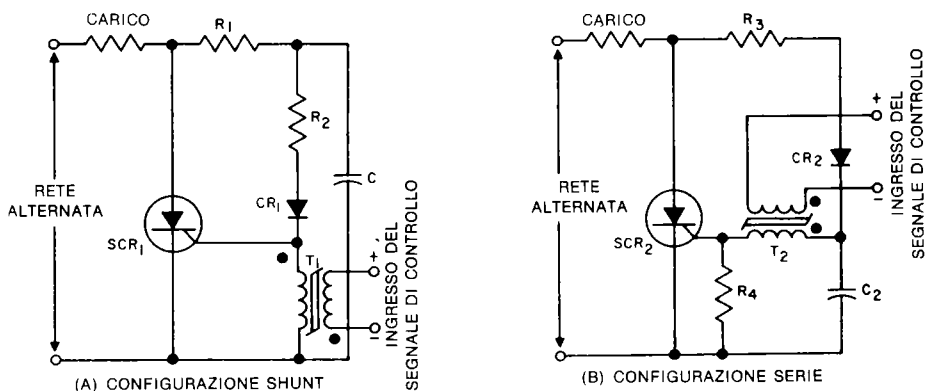



Figura 4.27: Circuiti di accensione e spegnimento controllati per via magnetica e funzionanti a semionda.

Nella figura 4.27(a), un avvolgimento del trasformatore saturabile T_1 è connesso come "shunt" (in parallelo) rispetto al gate dello SCR_1. Se il T_1 non è saturato, la corrente tramite R_1, R_2 e CR_1 scorre nel gate dello SCR_1 durante la prima parte del semiperiodo positivo, e lo SCR_1 può innescare. Se il T_1 è saturato, la corrente che attraversa R_1, R_2 e CR_1 è sviata dal gate appunto, tramite la bassa impedenza che si ha durante la sturazione. Quando il T_1 è saturato, è possibile il reset, e lo SCR può essere fatto innescare tramite un segnale positivo all'ingresso. Il condensatore C_1 serve come filtro per il segnale di gate, a prevenire dei trigger causali ed erronei dovuti a dei transistori rapidi sovraimpressi sulla rete alternata.

Nella figura 4.27(b), un avvolgimento del trasformatore saturabile T_2 è connesso in serie con il condensatore C_2, da un lato, e con il gate dello SCR_2 dall'altro. Se il T_2 non è saturato, la corrente che circola tramite R_3 e CR_2 carica il C_2 durante la parte iniziale del semiperiodo positivo. Il T_2 però satura dopo pochi gradi del semiperiodo, e permette una scarica rapida del C_2 nel gate dello SCR_2 che innesca. Se il T_2 è saturato, all'inizio del semiperiodo positivo, l'avvolgimento sottrae la corrente al C_2 ed impedisce che il condensatore si carichi. La resistenza R_4 impedisce che la tensione presente al gate dello SCR_2, prodotta dalla corrente che circola nella R_3, superi il valore massimo che non porta ancora in conduzione lo SCR. Quando il T_2 è saturato, si ha il reset e lo SCR può essere sottoposto a trigger dalla tensione positiva applicata all'ingresso di controllo.

I circuiti di figura 4.27, permettono d'impiegare gli SCR come interruttori di rete azionati tramite un avvolgimento di controllo isolato. È possibile modificare i circuiti visti per ottenere il funzionamento ad onda intera, con un tipo di funzionamento "normalmente aperto", oppure "normalmente chiuso" o "autoallacciante" (i termini fanno riferimento al lavoro dei normali interruttori elettromagnetici e relais). Il lettore che voglia sapere di più, a proposito dei sistemi di commutazione controllati nel modo visto, è pregato di far riferimento al Capitolo 8.

4.14 - Generatori d'impulsi di trigger che impiegano dei semiconduttori

I semplici sistemi di trigger visti, che impiegano resistenze e condensatori ed altre parti passive per il corretto utilizzo, dipendono in larga misura dalle caratteristiche di trigger dello SCR impiegato. In più, il livello di potenza nei circuiti di controllo deve essere elevato perchè l'intera intensità di trigger deve scorrere tramite una resistenza. Ancora, va detto che non è facile renderli automatici, autoprogrammati, o inserirli in un sistema di controreazione.

Al contrario, il trigger impulsivo aiuta a superare la criticità delle caratteristiche d'accensione permettendo di sovrapilotare istantaneamente il gate. Il livello di poten-

za nei circuiti di controllo ad impulsi può essere molto basso, visto che l'energia che serve per l'innesco (I_{GT} V_{GT} t) può essere accumolata lentamente, quindi scaricata tutta in una volta allorchè si desidera far scattare il trigger. Preferendo il trigger impulsivo, dei componenti e dei trasduttori per piccoli segnali, dalla bassa potenza, possono essere impiegati per il pilotaggio di elementi in grado di controllare delle importanti potenze elettriche, come si è visto nei capitoli precedenti.

Sebbene vi sia una vera e propria moltitudine di semiconduttori e di circuiti impieganti i più diversi elementi attivi che sono in grado di fornire degli impulsi di trigger dalla forma e dall'ampiezza adeguata, in questo capitolo si considerano solo quelli fondamentali e più pratici, in grado di compiere la funzione.

4.14.1 - L'OSCILLATORE A RILASSAMENTO: CRITERI DI BASE

La maggior parte dei dispositivi impiegati per produrre gl'impulsi di trigger (come i transistori unigiunzione, i diodi trigger Diac, gl'interruttori al silicio unidirezionali e bidirezionali, i transistori unigiunzione programmabili, le lampade al Neon ecc) operano scaricando un condensatore nel gate del tiristore. Tutti questi, funzionano basilarmente in qualche tipo di oscillatore a rilassamento tramite il fenomeno della resistenza negativa. I fogli di caratteristiche relativi a questi semiconduttori, normalmente includono la tensione e la corrente che servono per ottenere il funzionamento a resistenza negativa a partire dallo stato di conduzione o d'interdizione (si veda anche il paragrafo 4.1).

Per impiegare queste specifiche al fine di mettere in opera un sistema oscillante, si consideri innanzitutto il circuito teorico di un oscillatore a rilassamento riportato nella figura 4.28(a), che utilizza un elemento trigger che ha una tensione di commutazione V_S, una corrente di commutazione I_S, una tensione di tenuta V_H, nonchè una corrente di tenuta I_H. Le curve caratteristiche del dispositivo sono riportate nella figura 4.28(b), con le rette di carico che rappresentano R_1 e R_2. Se la R_1 è aumentata al valore massimo, che sostiene l'oscillazione, si vede che tale retta attraversa la curva del dispositivo nel punto (1), laddove il tratto a resistenza negativa del dispositivo è uguale alla retta di carico per R_2. Tale punto (1), è molto vicino ai valori I_S e V_S.

Quando si raggiunge il punto di trigger (1), il punto di lavoro si trasferisce nel (2), e si ha la scarica del condensatore con una corrente di picco i_p, cosicchè si produce un impulso di tensione, e_p, sulla resistenza di carico R_2 (che include l'impedenza del gate del tiristore). La scarica del condensatore segue la curva del dispositivo dal punto (2) al punto (3), laddove il tratto a resistenza negativa è tangenziale rispetto alla retta di carico R_2. Il funzionamento, passa quindi dal punto (3) al punto (4), sicchè il condensatore si ricarica tramite R_1 e l'oscillazione prosegue.

Se R_1 è portata al valore minimo che può ancora sostenere l'oscillazione, la nuova retta di carico incrocia la curva del dispositivo nel punto (3). Ogni valore più basso provoca la conduzione continua del dispositivo, in un punto compreso tra (2) e (3). Aumentando la R_1 oltre al massimo valore che consente l'oscillazione, il funzionamento s'interrompe, ed il tutto rimane tra il punto (1) e la situazione originale.

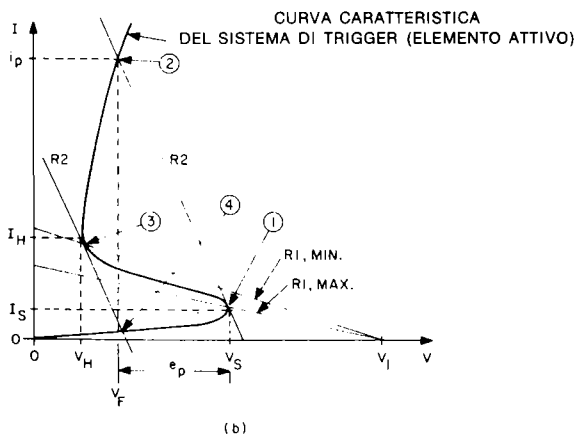
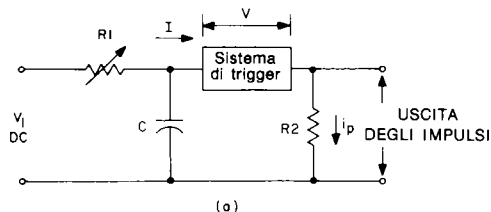



Figura 4.28: Circuito fondamentale per oscillatore a rilassamento e relativa curva caratteristica.

Un fattore pur molto importante che non appare nella figura 4.28, e spesso non è specificato per il dispositivo, è il tempo di commutazione, detto anche tempo di salita. Un dispositivo che commuti lentamente tra il punto (1) ed il punto (2) non può giungere al massimo perchè scarica il condensatore e la curva di comportamento può quindi andare dal punto (2) al (3). Questo tempo di commutazione rallentato può essere un fattore seriamente limitativo, se, come abbiamo detto, rappresenta una frazione significativa della costante di tempo di scarica, R_2C.

L'ampiezza dell'impulso di tensione, e_p, e la corrente d'impulso, i_p, che appaiono sul carico e la resistenza R_2, in questo circuito, dipendono dalla curva caratteristica del dispositivo e dalla relazione tra il suo tempo di commutazione e la costante di tempo di scarica, R_2C. Per valori ampi di R_2C (>10X) confrontati con il tempo di commutazione del dispositivo, la tensione impulsiva di picco, e_p, è semplicemente la differenza tra la tensione di commutazione V_S e la caduta nell'angolo di commutazione V_F. Il picco della corrente impulsiva, in queste condizioni, è verificabile all'intersezione della retta di carico R_2 e la curva caratteristica.

Quando la R_2C è piccola, non lontana dal tempo di commutazione, sia la e_p che la i_p sono ridotte dalla resistenza effettiva del dispositivo durante la commutazione. Come si è visto nel paragrafo 4.8, riducendo la corrente di picco, ed estendendo il tempo dell'impulso in proporzione, la possibilità di dare il trigger ad un tiristore decresce.

Siccome l'effetto del tempo di commutazione non emerge dalla curva caratteristica, i dispositivi intesi per dare il trigger ai tiristori, in genere riportano la tensione di picco impulsiva sulla R_2 (ove il valore di R_2 è scelto per rappresentare l'impedenza tipica del gate), allorchè si scarica un condensatore dal valore precisato per l'applicazione descritta.

La tavola che segue mostra la correlazione della terminologia dei parametri impiegati in diversi tipi di elementi di commutazione tenendo conto dei valori e dei punti indicati nella curva generale:

TAVOLA 4.1

Termine impiegato nella figura 4.28	Sistemi Unilaterali			Sistemi Bilaterali			
	UJT	SUS	PUT	SBS	ST4	Diac	Neon
V_S	V_p*	V_S	V_p*	V_S	V_S	$V_{(BR)}$	V_f
I_S	I_p	I_S	I_p*	I_S	I_S	$I_{(BR)}$	
V_H	V_V	V_H	V_V*	V_H			V_e
I_H	I_V*	I_H	I_V*	I_H			
e_p	V_{OB1}	V_O	e_p	V_O	V_O	e_p	
i_p							i_p

* Valore determinato dal circuito esterno.

4.14.2 - IL TRANSISTORE UNIGIUNZIONE

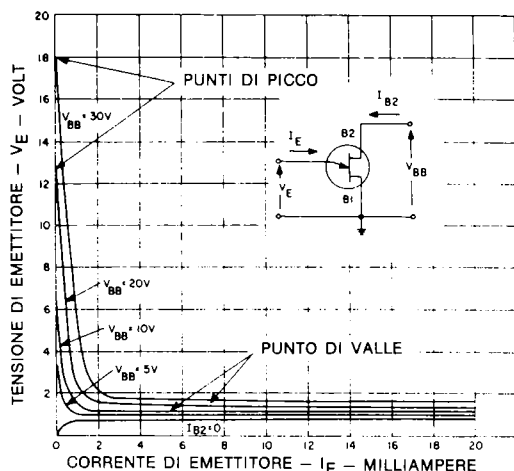



Figura 4.29: Simbolo del transistore unigiunzione GE modello 2N2646 e curve caratteristiche dell'emettitore.

Il transistore unigiunzione, detto comunemente "UJT" ha tre terminali che sono detti rispettivamente emettitore (E), base-uno (B_1) e base-due (B_2). Tra le basi B_1 e B_2 il transistor unigiunzione presenta una curva caratteristica analoga a quella di una normale resistenza. Tale resistenza viene detta "interbase" (R_{BB}) ed alla temperatura di 25°C può avere dei valori che variano nella gamma che intercorre tra 4.7K e 9.1K.

Le condizioni normali di polarizzazione per uno UJT sono indicate nella figura 4.29. Se la tensione di emettitore V_E, è inferiore alla tensione di picco del medesimo, V_P, la giunzione di emettitore risulta polarizzata inversamente, e circola solo una minima corrente di perdita definita I_{EO}. Quando la V_E è eguale alla V_P e la corrente di emettitore, I_E, è più grande della corrente di picco, I_P, lo UJT innesca. Nella condizione d'innesco, la resistenza tra l'emettitore e la base-uno, è molto bassa, e la corrente di emettitore è limitata primariamente dalla resistenza in serie tra (E) e la (B_1) che fa parte del circuito esterno.

Il punto di picco (valore di picco) di tensione dell'UJT varia in proporzione alla tensione interbase, V_{BB} in base alla seguente equazione:

$$V_P = \eta V_{BB} + V_D \qquad (4.1)$$

Il parametro η vien detto (anche comunemente, tra tecnici) "intrinsic standoff ratio". Il valore di η va da 0,51 a 0,82, e la tensione V_D, il valore equivalente per il

diodo che forma l'emettitore, è dell'ordine di 0,5V a 25°C, in relazione al particolare modello dell'UJT in esame. Si è notato che la V_P diminuisce con la temperatura, ed il relativo coefficiente termico è di circa –3mv/°C per il modello tipico 2N2646-47 (è di –2mv/°C per i modelli che appartengono alla serie 2N489). La variazione della tensione del punto di picco verso la temperatura può essere scritto come mutazione nella V_D (o semplicemente η per la serie di modelli 2N2646-47). È possibile compensare questa variazione rispetto alla temperatura facendo uso del coefficiente positivo di temperatura della R_{BB}. Se s'impiega una resistenza R_{B2} posta in serie alla base-due, come si vede nella figura 4.30, la variazione in temperatura della R_{BB} provoca l'aumento della V_{BB} con la temperatura. Quindi se la R_{B2} è scelta in modo corretto, l'incremento detto nella V_{BB} compensa la diminuzione della V_P nell'equazione 4.1. Per una gamma di temperature compresa tra –40°C e +100°C, l'equazione 4.3(a) da un valore approssimato della R_{B2} per la maggioranza degli UJT serie 2N2646 e 2N2647. L'equazione 4.3(b) dà il valore della R_{B2} per i modelli 2N489 MIL (rispondenti a norme d'impiego militari, quindi molto stringenti), per i modelli 2N1671A e B, e 2N2160.

$$R_{B2} \approx \frac{10000}{\eta V_1} \qquad (4.3a)$$

$$R_{B2} \approx \frac{0{,}40 R_{BB}}{\eta V_1} + \frac{(1-\eta) R_{B1}}{\eta} \qquad (4.3b)$$

Per maggiori dettagli sulle caratteristiche dei vari tipi di UJT, il lettore è pregato di vedere la Bibliografia 8. Nella Bibliografia 9 sono trattate numerose tecniche per la compensazione termica, più tavole di dati, e sistemi speciali di equilibrio.

4.14.2.1 - CIRCUITO BASILARE DI TRIGGER IMPULSIVO CHE IMPIEGA UN UJT

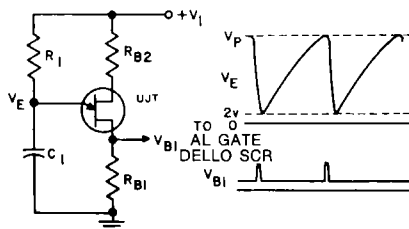



Figura 4.30: Circuito fondamentale di oscillatore a transistor unigiunzione con le relative forme d'onda. Questo circuito è spesso impiegato per funzioni di trigger.

Il circuito UJT fondamentale che s'impiega per dare il trigger agli SCR, è il semplice oscillatore a rilassamento che si vede nella figura 4.30. In questo circuito, il condensatore C_1 è caricato tramite la R_1 sino a che la tensione di emettitore raggiunge la

V_P, ed al punto detto lo UJT innesca e scarica il C_1 tramite la R_{B1}. Quando la tensione dell'emettitore raggiunge il valore di circa 2V, l'emettitore smette di condurre, lo UJT s'interdice, e l'intero ciclo riprende da capo. Il periodo di oscillazione, T, è abbastanza ben indipendente dalla tensione di alimentazione e dalla temperatura, ed è dato da:

$$T = \frac{1}{f} \approx R_1 C_1 \ln \frac{1}{1-\eta} = 2,3\ R_1 C_1 \log_{10} \frac{1}{1-\eta} \qquad (4.4)$$

Per un valore approssimato nominale dell'intrinsic standoff ratio di $\eta = 0.63$, $T \simeq R_1\ C_1$.

Le considerazioni di progetto per dare il trigger agli UJT sono molto vaste. In generale, la R_{B1} deve essere limitata ad un valore più piccolo di 100 ohm, anche se in determinati casi si devono impiegare valori dell'ordine di 2K oppure al limite di 3K. La resistenza R_1 ha una gamma di valori vasta: da 3K (3.000 Ohm) a 3 Meg (3 Mega Ohm). Il limite inferiore della R_1 è dettato dalla necessità che la retta di carico formata dalla R_1 e dalla V_1 incroci la curva caratteristica di emettitore della figura 4.29 alla sinistra del punto di valle, altrimenti lo UJT di figura 4.30 non torna mai nell'interdizione. Il limite superiore del valore della R_1 è dettato dalla necessità che il flusso della corrente che circola nell'emettitore al punto di picco sia più grande del valore I_P per l'UJT che deve essere innescato. Il valore della tensione d'alimentazione V_1 va da 10 a 35V. Tale gamma è determinata in basso da un valore accettabile dell'ampiezza del segnale, ed al termine elevato dalla dissipazione ricavabile dall'UJT.

Se l'uscita impulsiva (V_{B1}) del circuito di figura 4.30 è accoppiata direttamente o tramite una resistenza in serie al gate di uno SCR, il valore della R_{B1} deve essere abbastanza limitato per prevenire che la tensione CC applicata al gate, dovuta alla corrente interbase non superi il massimo che serve per dare il trigger allo SCR (si veda la figura 4.13), ovvero non raggiunga la V_{GT} (max) alla massima temperatura di giunzione alla quale si pensa che lo SCR debba lavorare. Per seguire tale criterio, il valore R_{B1} deve essere scelto in base alla seguente disequazione:

$$\frac{R_{B1} V_1}{R_{BB}(min) + R_{B1} + R_{B2}} < V_{GT(max)} \qquad (4.5)$$

Per il modello C35 (2N681) alla massima temperatura di giunzione di 125°C, la V_{GT} (max) è 0,25V, quindi per un'alimentazione di 35V, o meno, la R_{B1} deve essere 50 Ohm o meno. Se l'impulso di uscita che proviene dal circuito trigger UJT è portato al gate tramite un trasformatore o un condensatore, tale limitazione non vale.

4.14.2.2 - IL PROGETTO DEL CIRCUITO TRIGGER CHE IMPIEGA IL TRANSISTORE UNIGIUNZIONE

I modelli UJT 2N2646 e 2N2647, sono UJT appositamente previsti per fornire il trigger a circuiti SCR, e già in fabbrica sono collaudati e misurati per questa funzione

onde soddisfare le caratteristiche richieste dagli SCR prodotti dalla G-E nelle rispettive gamme di temperature di lavoro. Le specifiche relative sono elencate in forma compatta, nel Capitolo 12 volume 2.

Il progetto di un circuito UJT atto a fornire il trigger, può essere steso rapidamente e con una notevole facilità impiegando le curve indicate nella figura 4.31 (a) e 4.31 (b) per i modelli 2N2646 e 2N2647 rispettivamente. Tali curve mostrano il valore minimo di tensione V_1 necessario per garantire il trigger dei vari tipi di SCR nelle gamme di temperatura indicate, in funzione del condensatore di emettitore C_1 dell'UJT, e della resistenza di accoppiamento della base-uno R_{B1}, o del trasformatore di accoppiamento della medesima base. Il valore della resistenza R_1 non ha importanza ai fini del progetto, visto che stabilisce unicamente la frequenza di oscillazione dell'UJT. Non ha importanza in questo stadio; può essere elaborato in seguito. Se la R_{B2} è molto più grande di 100 Ohm, la minima alimentazione che serve quale V_1' deve essere calcolata partendo dal minimo valore V_1 dato dalle figure 4.31 (a) e 4.31 (b), impiegando la seguente equazione:

$$V_1' = \frac{(2200 + R_{B2})\, V_1}{\cdot 2300} \qquad (4.6)$$

In tutti i casi, è raccomandabile che una resistenza da 100 Ohm o maggiore, sia inserita tra la base due e l'alimentazione per proteggere l'UJT da ogni possibile valanga termica. Ciò è particolarmente valido ed importante quando la temperatura di lavoro ambientale è piuttosto alta, e la tensione di alimentazione è analogamente elevata, o nel caso che il condensatore di emettitore abbia una capacità notevole.

Come esempio pratico d'impiego della figura 4.31 nel normale progetto di un circuito trigger per uno SCR, si può considerare il problema seguente:

Esempio: Si deve progettare un circuito di trigger per uno SCR del tipo C11 (serie 2N1773) con la più bassa alimentazione possibile e con un elemento attivo 2N2646 più l'accoppiamento a trasformatore. Il valore della capacità, scelto in base alla frequenza di lavoro è 0,1 µF, e si vuole ottenere una buona compensazione in temperatura. Si assume che $\eta = 0{,}66$ per un valore nominale.

Soluzione: Dalla mappa di figura 4.31 (a), si nota che la Curva I deve essere presa in esame come elemento di base, e che la tensione d'alimentazione V_1 non deve eccedere il valore $V_{1(max)} = 35V$. Sulla curva I, la minima tensione d'alimentazione per il valore del $C_1 = 0{,}1\ \mu F$ è circa $V_1 = 12V$. Il valore della R_{B2} può essere ricavato dall'equazione 4.3 (a), scrivendo:

$$R_{B2} \approx \frac{10000}{(0{,}66)(12)} = 1260 \approx 1000 \text{ Ohm}$$

(standard più vicino a quello ricavato dal calcolo). Con questo valore di R_{B2}, la tensione d'alimentazione deve essere aumentata del valore V_1'

secondo il dettato della equazione 4.6, dal quale si ricava che V_1' sarà eguale a

$$V_1' = \frac{2300}{(2200+1000)}(12) \approx 17 \text{ volts}$$

Quindi, dei valori adottabili nell'esempio citato possono essere: $C_1 = 0{,}1\ \mu F$, $R_{B2} = 1$ KOhm, e la V_1' può essere 17V.

TIPO UJT	TIPO SCR	CURVA	R_{B1}	V_1(MAX)
2N489A e B SINO AL MODELLO 2N494A, B e C (NONCHÈ I MODELLI USAF) E MODELLO 2N2417A e B SINO AL MODELLO 2N2422A e B 2N2646 2N2647*** 2N1671 A e B	C46 C45 C38 (2N1842–50)	B	47 OHM + –10%	26V
		C	TRASF. AD IMPULSI PE2231 O EQUIV.	35V
	C40 C38* C35 (2N681-92) C30 e C32** C15** C20 e C22**	D	27 OHM + –10%	35V
		E	47 OHM +/–10%	20V
		G	TRASF. AD IMPULSI SPRAGUE 31Z204 O EQUIV.	35V
	C12 C11 (2N1770–78, 2N2619) C10 (2N1770A–77A) C9	E	27 OHM + –10%	32V
		G	47 OHM + –10%	18V
	C8 (2N1928–35) 2N1595–99	I	TRASF. AD IMPULSI SPRAGUE 31Z204 O EQUIVALENTE	35V
	C7 (2N2344–48) C6 C5, C106, C103	F	15 OHM + –10%	35V
		H	27 OHM +/–10%	20V
		J	TRASF. AD IMPULSI SPRAGUE 31Z204 O EQUIVALENTE	35V

NOTE
* Con la limitazione di 27 V max nella curve "D" e di 15V nella curva "E"
** Questo gruppo ha necessità di trigger inferiori, rispetto agli altri
*** Il minimo impulso di trigger deve essere dall'ampiezza doppia di quella necessaria per gli altri UJT. Ciò assicura il rapporto di 2:1 rispetto alle minime necessità di trigger degli SCR.

MODELLO DI SCR	CURVA	R_{B1}	V_1(MAX)
C45 e C46	C	TRASF. AD IMPULSI PE2231 O EQUIVALENTI	35V

Figura 4.31: Curve e dati per il progetto di un circuito di trigger per UJT.

Nel caso che, impiegando gli UJT 2N2646 e 2N2647, la R_{B2}, determinata dall'equazione 4.3(a), dia luogo ad un valore della V_1' (equazione 4.6) più importante di quello ottenibile praticamente o economicamente, è suggerito l'impiego di UJT della serie 2N489, oppure 2N1671A o 2N1671B [l'equazione 4.3(b) consente di ricavare un valore più basso per la R_{B2}]; in alternativa, se non si richiede una compensazione in temperatura estremamente valida, o se la gamma di temperatura alla quale i transistori UJT 2N2646/47 sono soggetti non va verso gli estremi, si può adottare un valore per la $R_{B2} \geq 100$ Ohm.

Non è raccomandabile l'impiego di transistori UJT per dare il trigger ad SCR di grande potenza, come del tipo C45. In questi casi, un circuito PUT (si veda il paragrafo 4.14.3) può essere impiegato con maggior vantaggio, o si può anche adottare un amplificatore d'impulsi che maggiori l'uscita dell'UJT, verso il gate.

4.14.3 - IL TRANSISTORE UNIGIUNZIONE PROGRAMMABILE (PUT)

Il PUT è un dispositivo trigger che può essere paragonato ad un piccolo tiristore munito di un gate anodico, come si vede nella figura 4.32. Se il gate è mantenuto ad un potenziale costante, il dispositivo rimane nello stato d'interdizione sino a che la tensione anodica supera la tensione del gate per un valore equivalente a quello della caduta diretta di un diodo. A questo punto, si ottiene il valore di tensione di picco, ed il semiconduttore innesca. Nell'oscillatore a rilassamento mostrato nella stessa figura, la tensione del gate del PUT è mantenuta costante dividendo la tensione d'alimentazione tramite R_1 ed R_2. La tensione così ricavata determina il punto di picco di tensione, V_P. La corrente di picco I_P e la corrente nel punto di valle I_V, dipendono ambedue dall'impedenza equivalente del gate, $R_1 R_2/(R_1 + R_2)$, e dalla tensione del source. Es. R_T e C_T controllano la frequenza di lavoro assieme ad R_1 ed R_2, visto che il periodo di oscillazione è all'incirca:

$$t \approx R_T C_T \ln \left(\frac{E_S}{E_S - V_p}\right) \tag{4.7}$$

$$t \approx R_T C_T \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \tag{4.8}$$

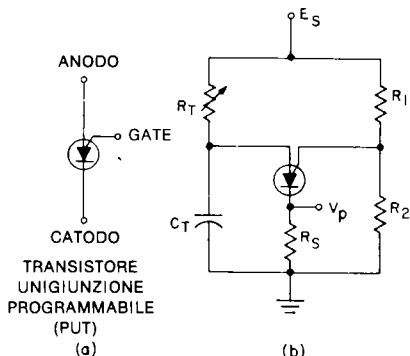



Figura 4.32: Oscillatore a rilassamento "Put".

La differenza principale tra i due PUT attualmente disponibili (2N6027 e 2N6028) è la corrente nel punto di picco. Il modello 2N6028 è particolarmente indicato per servire nei timers per lunghi intervalli ed in altre applicazioni che impongano la necessità di una minima corrente di perdita e di una bassa corrente di picco. Il modello 2N6027 è indicato invece per impieghi generici, nei quali la bassa corrente di picco del 2N6028 non è necessaria, o essenziale. Le applicazioni del modello 2N6027 includono i vari timers, i circuiti di controllo a sfasamento ad alto guadagno e gli oscillatori a rilassamento.

L'altro aspetto più importante del PUT, che renda tale semiconduttore molto conveniente per dare il trigger agli SCR anche dall'elevata potenza, è l'alta corrente impulsiva di picco all'uscita. Poichè la natura del PUT è PNPN, la conduzione diretta è elevata, ed il tempo di salita è molto rapido. La resistenza dinamica del PUT nella regione di saturazione, è all'incirca 3 Ohm. Il rapporto di crescita V_o è tipicamente di 10 nsec (è specificato un massimo di 80 nsec). Si possono ottenere degli ottimi impulsi d'uscita impiegando dei condensatori dal valore di solo 0,01 μF. I riferimenti bibliografici 14 e 15 riportano altri estesi dettagli sul funzionamento del dispositivo in oggetto, e sui circuiti di trigger che impiegano questo particolare dispositivo.

4.14.3.1 - IL PROGETTO DEGLI OSCILLATORI A RILASSAMENTO CHE IMPIEGANO I PUT, ED I CIRCUITI TIMER

Una descrizione sistematica del progetto di un oscillatore PUT, appare assai complessa proprio a causa della versatilità del semiconduttore. Altre complicazioni nascono dalle notevoli variazioni nel comportamento che si possono ottenere programmando opportunamente il divisore resistivo già visto che impiega R_1 ed R_2.

Si possono comunque considerare i seguenti fattori fondamentali:

1. Il controllo del punto di picco I_P. I_P deve essere considerato unicamente nel caso che si studino dei timers dal ritardo prolungato. Sia R_T che C_T sono importanti, e l'ultimo detto ha quindi una bassa resistenza equivalente in parallelo.

2. La corrente di valle, I_V è un parametro fondamentale negli oscillatori a rilassamento autoeccitati che funzionano con un'alimentazione in CC. Molti circuiti di trigger riprendono la loro alimentazione dagli SCR nello stato di "off". Quando il PUT dà il trigger allo SCR, ovviamente la tensione crolla a valori minimi ed il trigger smette di funzionare.

3. La tensione di offset, V_T. Il minimo valore della R_1 è determinato dalla V_T, ed in tal modo la V_T gioca un ruolo importante nei timers per intervalli lunghi.

Un esempio di progetto: Si vuole progettare un oscillatore a rilassamento autoeccitato, in grado di dare il trigger ad un lampeggiatore che impiega lo SCR del tipo C20

con un'alimentazione di 12V. La frequenza di lavoro deve poter essere mutata tra 5 e 50 impulsi al minuto.

Soluzione: Per il circuito di base si può fare riferimento alla figura 4.32. Non s'incontrano particolari problemi con la I_P, visto che la frequenza di lavoro è relativamente alta, ma la I_V può comportare alcune difficoltà. La selezione del C_T è cruciale, visto che valori troppo piccoli non producono l'innesco dello SCR, e valori molto importanti portano direttamente a delle problematiche con la I_V.

È possibile determinare il valore della V_P e del C_T adatto a dare il trigger allo SCR modello C20, in base alla figura 4.17.

L'integrale di tempo dell'impulso di corrente può essere utilizzato agli scopi detti, e l'integrale di tempo dell'impulso di trigger necessario è mostrato nel grafico di figura 4.33. Le curve della figura detta rappresentano la carica che può essere applicata al gate e la carica richiesta per il trigger in funzione del tempo. Se la carica applicata supera il livello stabilito, in qualunque intervallo di tempo, il dispositivo innesca. Il grafico illustra i valori particolarmente adatti per lo SCR modello C20, con impulsi dalla caduta esponenziale dal picco di 80 secondi e con una costante R-C di 8 µsecondi. Siccome le due curve s'intersecano al valore di 3,6 µsecondi dopo l'inizio dell'impulso, il dispositivo può innescare. Se le due curve non s'incrociano la corrente di picco o la capacità del condensatore devono essere incrementate.

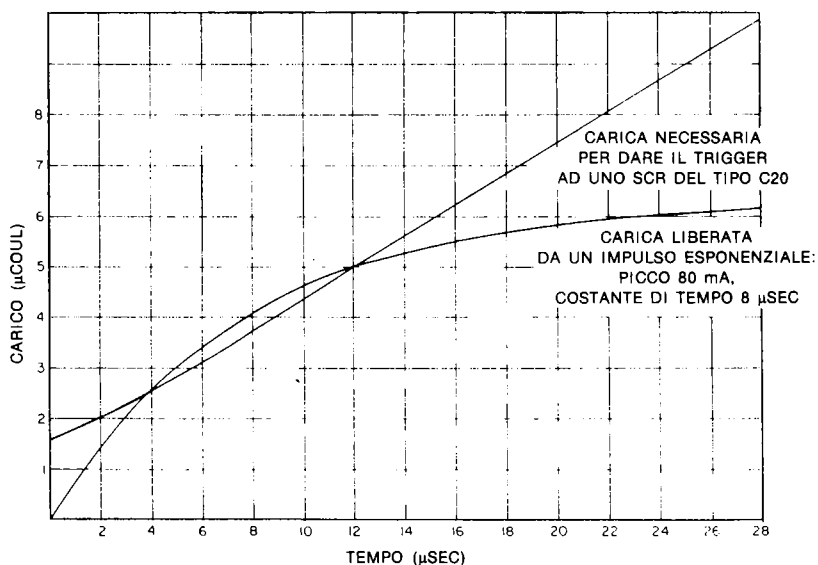



Figura 4.33: Carica necessaria per dare il trigger ad un impulso esponenziale.

La tecnica di valutazione indicata dà un'utile indicazione riguardo alle necessità di trigger impulsivo per un dato SCR. Tuttavia, è importante incorporare un certo fattore di sicurezza nel progetto dei circuiti di trigger, siccome vi può essere una variazione di qualche importanza nelle caratteristiche.

Supponiamo che la R_S sia uguale a 39 Ohm. Ora, siccome $R_S \cdot C_T = 8$ μsecondi, $C_T \approx 0{,}2$ μF. La corrente di picco di trigger a 80 mA determina la V_p, cioè:

$$V_p = I_p \cdot R_S + 1V$$
$$= (80 \text{ mA})\ (39 \text{ Ohm}) + 1V = 4{,}1$$

ove 1V è la tensione approssimativa per il PUT nello stato di "on".

Il valore computerizzato di η è:

$$\eta = \frac{V_p}{E_S} = \frac{4{,}1}{1{,}2} \approx 1/3$$

Il potenziometro di temporizzazione R_T può essere ricavato dalla formula 4.7:

$$R_{T(max)} = \frac{1}{C_T \ln\left(\frac{1}{12-4{,}1}\right) f_{min}} = 2{,}5\ M\Omega$$

$$R_{T(min)} = \frac{1}{C_T \ln\left(\frac{12}{12-4{,}1}\right) f_{max}} = 250\ K$$

La massima corrente anodica interviene alla massima frequenza quando R è al minimo:

$$I_{V(max)} \approx \frac{E_S}{R_{T(min)}} \approx \frac{12}{250} \text{ mA} \approx 48\ \mu A$$

La $I_{V(min)}$ per il 2N6027 è 70 μA per I_G = IMA che consente di adottare un sufficiente margine di sicurezza. Quindi, per determinare R_1 e R_2 occorre risolvere l'equazione che segue:

per $\eta = 1/3$, $I_G = 2/3 \cdot \frac{E_S}{R_G}$ $\therefore R_G = 8K$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_p}{E_S} = \eta$$

Le soluzioni per R_1 ed R_2 sono:

$$R_1 = \frac{R_G}{\eta} \qquad R_2 = \frac{R_G}{1-\eta} \tag{4.9}$$

Siccome $\eta = 1/3$, la R_1 sarà eguale a 24K e la R_2 a 12K.

Se si desiderano altre bande di frequenza, è possibile sia commutare altri condensatori al posto del C_T o variare la R_2; le varianti portano ai medesimi risultati.

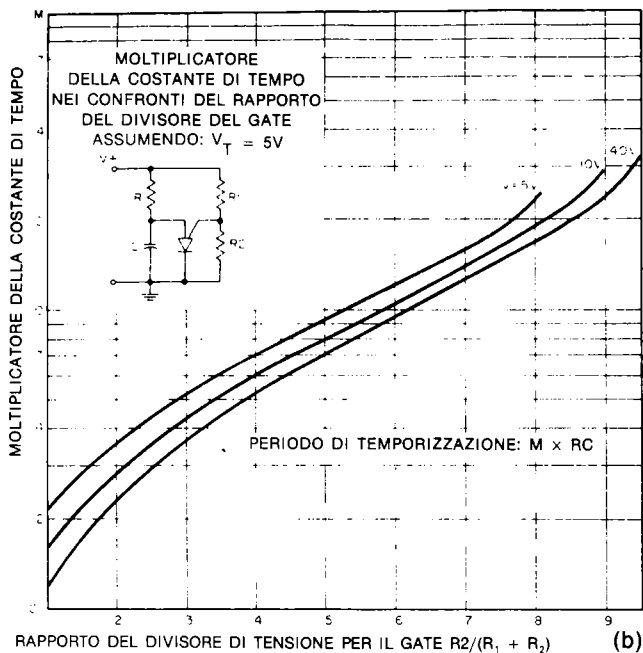
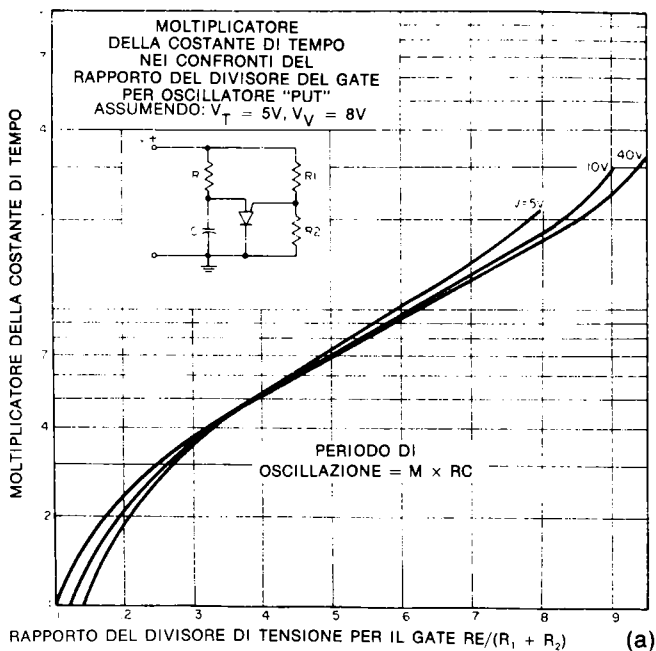



Figura 4.34: Effetto di R2/(R_1 + R_2) sulla frequenza di oscillazione.

La figura 4.34 mostra l'effetto del rapporto del divisore di tensione $R_2/(R_1 + R_2)$ sul periodo di oscillazione.

4.14.4 - L'INTERRUTTORE AL SILICIO UNILATERALE (SUS)[12]

Il SUS, come ad esempio il modello 2N4987, essenzialmente è uno SCR miniaturizzato che ha un gate anodico (al posto del solito gate catodico) e che comprende nello stesso involucro un diodo a valanga dalla bassa tensione, collegato tra l'anodo ed il catodo. Il simbolo dello SUS, ed il suo circuito equivalente, sono riportati nella figura 4.35. La relativa curva caratteristica anodo-catodo, è mostrata nella figura 4.36, e non considera alcuna connessione al terminale del gate.

Il SUS è comunemente impiegato nell'oscillatore a rilassamento-base che si è visto nella figura 4.28(a) e le sue caratteristiche si adattano perfettamente a tale lavoro. Il modello 2N4987 ha le seguenti specifiche principali:

Tensione di commutazione, V_S . . . . da 6 a 10V
Corrente di commutazione, I_S . . . . 0,5 mA, massima
Tensione di tenuta, V_H . . . . Non specificata ($\approx$ 0,7V a 25°C)

Corrente di tenuta I_H . . . . 1,5 mA, massima
Tensione diretta
V_F (ad una I_F = 175 mA) 1,5V
Tensione inversa, V_R . . . . 30 V
Tensione di picco impulsiva, V_O . . . . 3,5V minima.

La specifica della tensione di picco impulsiva, V_O, è molto importante in relazione al trigger dei tiristori, visto che è l'unica "figura di merito" che indica la possibilità del sistema di trigger di trasferire la carica del condensatore al gate. La tensione è misurata con il SUS che lavora nel circuito di figura 4.28(a), laddove V_1 = 15V; R_1 = 10 KOhm; C = 0,1 μF ed R_2 = 20 Ohm. La tensione impulsiva di picco è misurata sulla resistenza R_2. L'ampiezza dell'impulso di tensione, dipende dalla differenza tra la V_S e la V_F e dal tempo di commutazione, come è già stato detto nel paragrafo 4.14.1. Il valore per i componenti impiegati durante la prova del funzionamento ad impulsi, sono adatti per dare il trigger in pratica a molti tiristori.

La maggiore differenza dal punto di vista funzionale tra lo SUS e lo UJT è che lo SUS commuta una tensione fissa, determinata dal suo diodo a valanga interno, piuttosto che da una frazione (η) di un'altra tensione. Va notato che anche la I_S è più elevata nello SUS che nello UJT, e che è molto prossima alla I_H. Questi fattori restringono i limiti superiori ed inferiori di frequenza o di temporizzazione (nel senso di ritardo di tempo) che si possono ricavare con lo SUS.

Per la sincronizzazione, il blocco o la commutazione forzata, si può applicare un'adatta polarizzazione o un segnale impulsivo dalle adatte caratteristiche al terminale di gate dello SUS. Per queste funzioni, lo SUS può essere trattato come uno SCR munito di gate tipo N.

4.14.5 - L'INTERRUTTORE BILATERALE AL SILICIO (SBS)[12]

Lo SBS, per esempio del titpo 2N4991, è essenzialmente costituito da due strutture SUS collegate in antiparallelo, come si vede nella figura 4.37 e 4.38. Poichè funziona come un interruttore per ambedue le polarità delle tensioni applicate, si tratta di un dispositivo particolarmente utile per dare il trigger ai tiristori triodi bidirezionali (comunemente detti Triac), con degli impulsi alternati, positivi e negativi per il gate. Tale genere di lavoro, prevede un'alimentazione alternata, invece che continua, per il circuito-base di figura 4.28.

Le specifiche per lo SBS modello 2N4991 sono identiche a quelle di uno SUS modello 2N4987, con l'eccezione delle caratteristiche inverse di tensione, che non si applicano allo SBS.

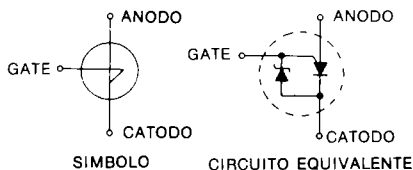



Figura 4.35: L'interruttore unilaterale al silicio (SUS).

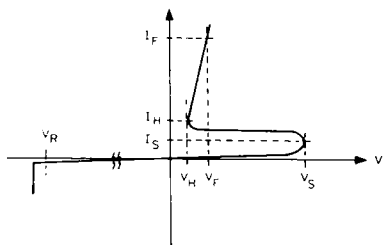



Figura 4.36: Curva caratteristica del "SUS".

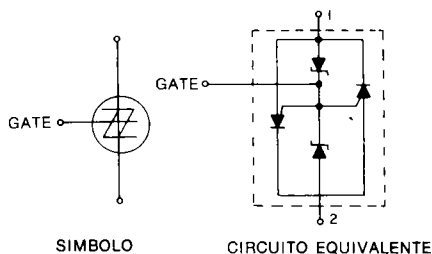



Figura 4.37: L'interruttore bilaterale al silicio (SBS).

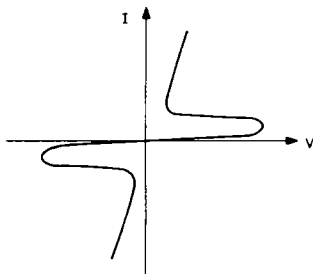



Figura 4.38: Curva caratteristica dello "SBS".

4.14.6 - IL DIODO TRIGGER BILATERALE (DIAC)

Il diac, per esempio del modello ST2, è essenzialmente una struttura strettamente analoga a quella del transistor, figura 4.39, che però ha un tratto della curva a resistenza negativa oltre ad una certa corrente di commutazione $I_{(BR)}$. La curva del dispositivo, riportata nella figura 4.40, mostra il tratto a resistrenza negativa che si estende oltre al doppio del livello $I_{(BR)}$; appare evidente dall'andamento della curva, che per questo dispositivo il concetto della corrente di tenuta I_H non si applica.

Anche il diac può essere impiegato nell'oscillatore-base a rilassamento di figura 4.28, ed il criterio generale di funzionamento è lo stesso. Per ottenere degli impulsi alternati, all'uscita del circuito oscillatore, la V_1 può essere alternata.

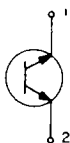



Figura 4.39: Simbolo del diodo trigger bilaterale (DIAC).

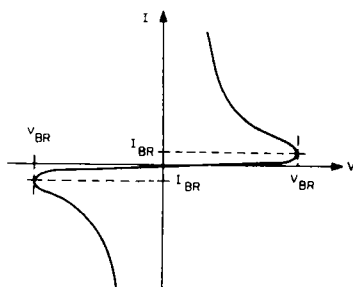



Figura 4.40: Curva caratteristica del DIAC.

Il diodo diac modello ST2 ha le seguenti specifiche:

$V_{(BR)}$	da 28 a 36V
$I_{(BR)}$	200 µA (massima)
e_p	3 V (minimi)

La tensione di picco impulsiva, e_p, è misurata nelle stesse condizioni stabilite per i SUS e gli SBS, come dire: $R_2 = 20$ Ohm; $C = 0{,}1$ µF. Siccome lo ST2 è primariamente impiegato per dare il trigger ai triac, il valore minimo della e_p è stato stabilito appunto per poter dare gli opportuni impulsi di comando ai triac realizzati dalla G-E, assumendo, logicamente, che vi siano condizioni adatte per la tensione d'alimentazione, e di carico per i triac.

4.14.7 – INTERRUTTORE-TRIGGER IN ALTERNATA ASIMMETRICO (ST4)

Lo ST4 è un circuito integrato trigger studiato appositamente per i triac, che prevede un'ampia gamma di funzionamento, cicli di lavoro privi d'isteresi ed il controllo in fase della tensione. Si raggiungono le prestazioni migliori con un minimo di parti esterne, ed il costo complessivo è molto contenuto (per i dettagli di applicazione in circuito, si veda il Capitolo 7).

Il circuito equivalente che appare nella figura 4.41, rivela che lo ST4 ha un comportamento similare a quello di un diodo zener posto in serie ad uno SBS. Il diodo zener provoca l'asimmetria, cosicché la tensione di commutazione V_{S1} è aumentata del valore di valanga dello zener.

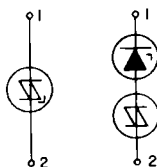



Figura 4.41: Simbolo dell'interruttore trigger asimmetrico in CA (ST4) e circuito equivalente.

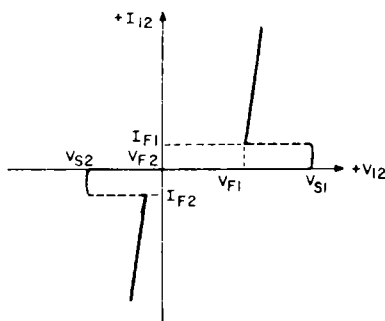



Figura 4.42: Curva caratteristica dello ST4.

Lo ST4 ha le specifiche seguenti:

Tensione di commutazione:	V_{S1}	14-18V
	V_{S2}	7-9V
Intensità di commutazione:	I_{S1}, I_{S2}	80 µA (a 25°C)
	I_{S1}, I_{S2}	160 µA (a –55°C)
Tensione nello stato di conduzione:	V_{F1}	7-10V
	V_{F2}	1,6V (max)
Tensione di picco impulsiva:	V_O	3,5 V minimi.

4.14.8 - ALTRI SISTEMI DI TRIGGER

Vi sono altri sistemi di commutazione a stato solido, unilaterali o bilaterali, oltre a quelli indicati prima. In genere, tutti più o meno funzionano come oscillatori a rilassamento, ed il loro impiego segue criteri analoghi a quelli esposti. Se l'uscita (valore di picco dell'impulso di tensione o corrente) non è specificata, è necessario almeno essere a conoscenza del massimo tempo di commutazione. Se questi dati non sono disponibili, il circuito di trigger deve essere progettato tenendo conto dei fattori incerti o ignoti.

Quando vi è una forte richiesta per un dato tipo di circuito trigger, è possibile far costruire dei circuiti integrati appositi per la funzione, che tengano conto di tutti i valori in gioco. Diversi circuiti integrati monolitici già in commercio sono disponibili con la commutazione "al passaggio per lo zero" che minimizza la RFI (interferenza ad alta frequenza). Il funzionamento e l'impiego di questi dispositivi sono dettagliati nel capitolo 11. Analogamente, vi sono dei circuiti integrati lineari che sono disponibili per il controllo in fase (si veda il Capitolo 9). Un altro metodo di trigger che si va diffondendo, è basato sugli elementi controllati o attivati dalla luce. Quest'ultimo sistema offre una elevata velocità di funzionamento con un isolamento elettrico incomparabile. Per maggiori dettagli, il lettore è pregato di riferirsi al Capitolo 4 Volume 2.

4.14.9 - SOMMARIO DEI DISPOSITIVI TRIGGER A SEMICONDUTTORE

La tavola che segue offre un sommario delle caratteristiche elettriche dei dispositivi di trigger più diffusamente impiegati.

4.15 - Le lampade al neon impiegate come elementi di trigger

Il basso prezzo attuale delle lampade al neon, ha portato vari progettisti a considerarle con attenzione per l'utilizzo come elementi di trigger dei tiristori. Le caratteristiche delle lampade di questo genere sono abbastanza simili, salvo per le ampiezze delle tensioni, a quelle dei diac. La tensione di commutazione, in genere è dell'ordine dei 90V e la corrente commutata estremamente bassa (addirittura inferiore ad 1 μA, in molti casi). Tuttavia, il tempo di commutazione è molto ampio se comparato con quello dei dispositivi a semiconduttore, e la tensione impulsiva di picco, normalmente non è specificata.

La lampada al neon G-E modello 5AH è un modello stabilizzato ad isotopi, ed attualmente è molto usata per controlli SCR molto economici. La lampada 5AH ha le seguenti specifiche:

Vs . . . . .da 60 a 100 V
Is . . . . non specificata

VF . . . . all'incirca 60 V per 5 mA
VH . . . . non specificata
IH . . . . non specificata
ip . . . . .25 mA (minima)

La corrente di picco impulsiva ip è misurata su di una resistenza da 20 Ohm con la scarica di un condensatore da 0,1 µF. Di conseguenza, in queste condizioni, la ten-

	CLASSE	E I CARATTERISTICHE	CIRCUITO FONDAMENTALE	MODELLI PRINCIPALI	Vp– TENSIONE AL PUNTO DI PICCO	Ip (MAX) – CORRENTE AL PUNTO DI PICCO	Iv (MIN) CORRENTE DI VALLE	TON – TEMPO D'INNESCO	NUMERO DELLE SPECIFICHE RELATIVE
Unidirezionale	UJT – transistor unigiunzione			TO-5 TO 18 2N489A 2N2417A 2N489B 2N2417B 2N1671A 5G515 2N1671B 5G516 2N1671C 2N2646 2N2647	Fixed Fraction of Interbase Voltage	12 µa 6 µa 25 µa 6 µa 2 µa 5 µa 2 µa	8 ma 8 ma 8 ma 8 ma 8 ma 4 ma 8 ma	1·2 µsec Typ	60.10 60.10 60.50 60 50 60 50 60.62 60.62
	PUT – transistor unigiunzione programmabile			2N6027 2N6028	$\frac{R_2 E_s}{R_1 + R_2}$	Bassa, appena 2 µA. Bassa, appena 0,15 µA (funzione di R_1 ed R_2)	70 µs 25 µs (funzione di R_1 ed R_2)	80 nsec Max	60.20
	SUS – Interruttore unilaterale al silicio			TO-18 TO-98 2N4983 2N4987 2N4984 2N4988 2N4985 2N4989 2N4986 2N4990	6-10 v 7 5-9 v 7 5-8.2 v 7·9 v	500 µa 150 µa 300 µa 200 µa	1 5 ma 5 ma 1 0 ma 75 ma	1.0 µsec Max	65 25, 65.26 65.27, 65.28 65.27, 65.28 65.25, 65 26
	SCS – Interruttore controllato			3N84	$\frac{R_2 E_s}{R_1 + R_2}$ (40v max)	Funzione di R_1 ed R_2	10 mA Max – (funzione di R_1 e di R_2)	1.5 µsec Max	65.16
Bidirezionale	SBS – Interruttore bilaterale al silicio			TO-18 TO-98 2N4993 2N4991 2N4992	6-10 v 7.5-9 v	500 µa 120 µa	1.5 ma .5 ma	1.0 µsec Max	65.30, 65.31 65.32
	DIAC			ST2	28 v-36 v	200 µa	Molto elevata	1 µsec Typ	175.30
	ATS – Interruttore di trigger asimmetrico per CA (ST4)			ST4	14-18V 7-9 V	80 µa 80 µa		1 µsec	175.32

NOTA:
È impiegata una terminologia comune per scopi comparativi. Per la terminologia tecnica, si vedano i fogli di caratteristiche del dispositivo.

Tabella 4.2

sion minima impulsiva di picco è di 0,5V. Le specifiche includono anche un'indicazione sulla vita operativa della lampada: all'incirca 5000 ore di lavoro, in media, con una corrente di 5 mA CC producono una variazione di 5V nella V_S o nella V_F. Questo parametro non è comunque correlato con le ore di funzionamento in un oscillatore a rilassamento che lavori a 120 Hz.

Le lampade al neon sono utili per dare il trigger ai tiristori nelle condizioni qui di seguito specificate:

a) Quando la I_{GT} dei tiristori è dell'ordine dei 10 mA o inferiore.
b) Quando si può accettare un'ampia tolleranza nella V_S.
c) Quando il minimo impulso di tensione misurato in una serie d'impulsi campione supera di varie volte il valore più piccolo che serve per innescare il tiristore.
d) Quando sono ammesse delle variazioni nella V_S e nell'uscita impulsiva nel tempo.
e) Quando il costo è di primaria importanza.
f) Quando è tollerabile un calo del 5% nella tensione RMS a piena potenza.

4.15.1 - CIRCUITO TRIGGER MUNITO DI LAMPADA AL NEON

I circuiti di trigger per SCR a sfasamento, muniti di lampada al neon consentono di combinare il basso costo e la semplicità dei sistemi basati su di un gruppo RC ed un diodo, con una migliore capacità di regolazione. In più, vi è la possibilità di agire sulla carica del condensatore tramite un circuito relativamente semplice ed a alta impedenza, quindi allo scopo possono servire dispositivi sensibili alla luce, al calore, alla pressione ecc.

La figura 4.43 mostra un circuito trigger funzionante in alternata, a sfasamento, che utilizza una lampada 5AH. La 5AH innesca quando la tensione ai capi dei due condensatori da 0,1 μF raggiunge il valore di scarica nel gas. Il controllo può essere ottenuto dallo zero al 95% del semiperiodo RMS della rete. Se si vuole far apparire l'intera tensione sul carico, in parallelo allo SCR si può collegare un semplice interruttore.

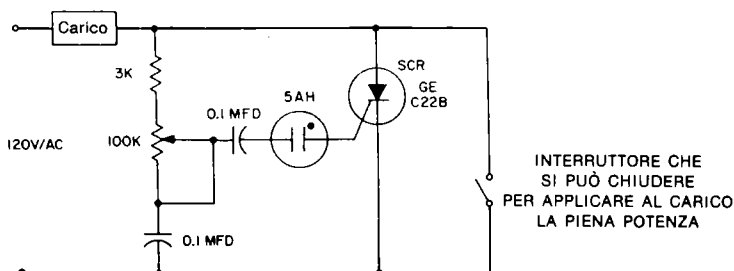



Figura 4.43: Mezza onda/due terminali.

La figura 4.44 mostra il circuito accoppiato a trasformatore che consente il controllo su ambedue i semiperiodi di rete, e che impiega una sola lampada 5AH per dare il trigger al sistema a due terminali. La 5AH, funziona in modo strettamente analogo, rispetto al circuito a semionda, ma il trasformatore per impulsi permette ai due SCR di alternarsi nella conduzione. La resistenza R ed il trasformatore ad impulsi devono essere scelti perchè i gate degli SCR ricevano dei trigger dalla forma e dall'ampiezza adatta. Vi è un certo calo nella tensione che eccita il carico, ma comunque è contenuto mediamente nel 5% rispetto alla tensione totale RMS d'uscita.

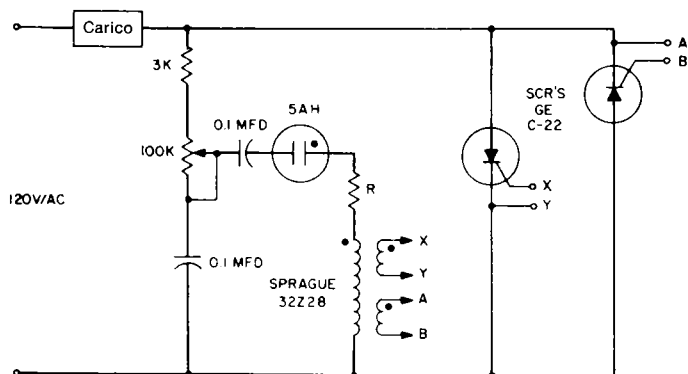



Figura 4.44: Accoppiamento tramite trasformatore per il funzionamento ad onda intera/due terminali.

4.16 - I trasformatori per impulsi

I trasformatori a impulsi sono sovente impiegati per accoppiare i generatori di trigger ai tiristori e per ottenere un perfetto isolamento elettrico tra i due circuiti. Vi sono molte marche di trasformatori previsti per l'impiego detto. Anche se in questo manuale si suggeriscono in seguito diversi modelli correnti, per i vari schemi elettrici, non è intenzione degli autori che tali suggerimenti vadano intesi come specifiche, nè che i tipi indicati debbano essere visti come del tutto migliori rispetto ai tanti analoghi che esistono.

I trasformatori usualmente impiegati per il controllo dei tiristori possono avere un rapporto di 1:1 se hanno due avvolgimenti, oppure 1:1:1 se ne hanno tre. Come si vede nella figura 4.45, il trasformatore può essere collegato direttamente tra gate e catodo, o si può avere una resistenza, R, in serie, per ridurre la corrente o per bilanciare le intensità dei gates nel caso dei trasformatori a tre avvolgimenti che pilotano due SCR. Sempre in serie al secondario dei trasformatori vi può essere un diodo, D, per prevenire la corrente inversa dei gate. Il diodo riduce anche la corrente di tenuta del-

lo SCR. In certi casi, nei quali si ha a che fare con degli elevati livelli di rumore, può essere necessario caricare il secondario del trasformatore con una resistenza, a prevenire dei fenomeni di trigger casuali.

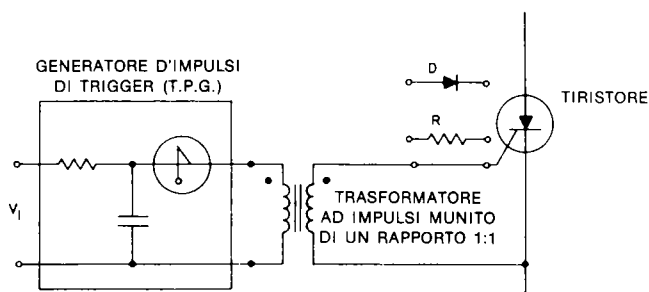



Figura 4.45: Circuito di base per l'accoppiamento a trasformatore.

La figura 4.46 mostra diversi sistemi di utilizzo dei trasformatori per il pilotaggio di coppie di SCR collegate in antiparallelo. I tre avvolgimenti del trasformatore del circuito di figura 4.46(a) assicurano un perfetto isolamento. Quando tale isolamento non è necessario, si può impiegare un trasformatore munito di due soli avvolgimenti con una connessione in serie, come nella figura 4.46(b), o con una connessione in parallelo, come si vede nella figura 4.46(c). In tutti i casi, il generatore d'impulsi deve erogare un'energia sufficiente per dare il trigger ad ambedue gli SCR, ed il trasforma-

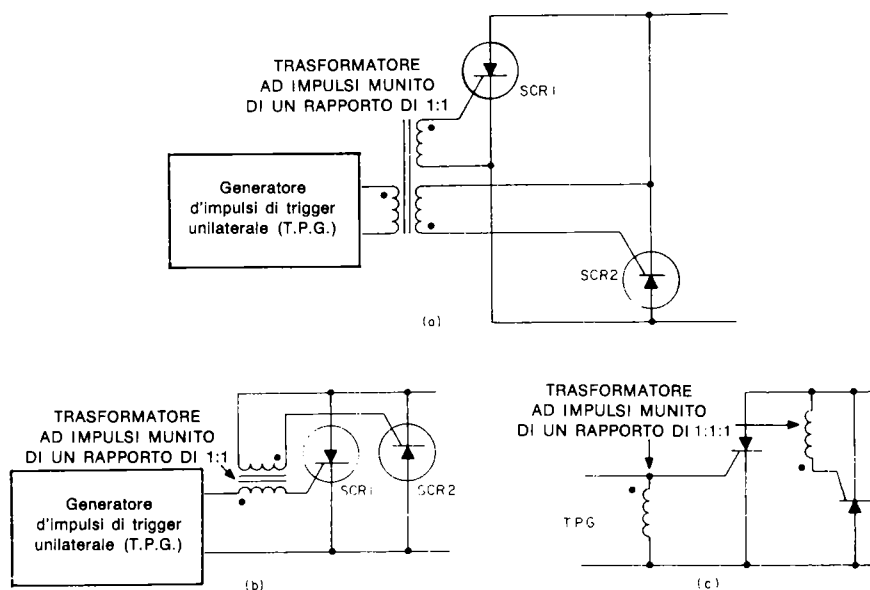



Figura 4.46: Collegamento di due SCR tramite trasformatore per impulsi.

tore ad impulsi (più ogni resistenza di bilanciamento addizionale), deve applicare una corrente abbastanza elevata ad ambedue i gates degli SCR, anche se si verificano delle condizioni avverse contemporanee come delle impedenze seriamente sbilanciate per i gates, e simili.

La prima dote che si richiede ad un trasformatore atto ad applicare il trigger impulsivo, è l'efficienza. Il più semplice test per accertarla, è impiegare il generatore d'impulsi previsto per pilotare una resistenza da 20 Ohm connessa da sola, quindi pilotare la stessa resistenza tramite il trasformatore impulsivo. Se l'onda impulsiva è la stessa in ambedue le condizioni, il trasformatore è perfetto. Tuttavia, è logico attendersi varie perdite, che devono essere compensate tramite un pilotaggio incrementato da parte del generatore.

Alcuni dei parametri che si devono tenere presenti progettando l'impiego di un trasformatore sono i seguenti:

a) L'induttanza primaria di magnetizzazione deve essere alta, almeno abbastanza da far sì che la corrente di magnetizzazione risulti bassa, se comparata con la corrente impulsiva durante il tempo d'impulso.
b) Siccome molti generatori d'impulsi sono unilaterali, è necessario evitare la saturazione del nucleo.
c) L'accoppiamento tra l'avvolgimento primario e quello secondario deve essere stretto, quando si prevede il controllo di un solo SCR, o deve avere una specifica reattanza di perdita per aiutare il bilanciamento delle correnti nel caso che si preveda l'impiego di SCR multipli.
d) L'isolamento tra gli avvolgimenti deve essere adeguato per le tensioni che circolano nell'applicazione prescelta, includendo nel calcolo anche i transistori.
e) La capacità tra gli avvolgimenti, in genere non è significativa, ma può risultare un tramite di accoppiamento per segnali indesiderati (parassitari) alle frequenze elevate.

4.17 - Metodi di sincronizzazione

Nel circuito-base di trigger riportato nella figura 4.47, lo UJT può ricevere il pilotaggio in qualunque parte del ciclo, riducendo o la tensione interbase solamente o l'intera tensione d'alimentazione V_1. In tal modo, si ha un calo proporzionale ed equivalente nella V_P come è dimostrato nell'equazione 4.1 (oppure 4.3), e si provoca il trigger dell'UJT se la V_P va al di sotto del valore istantaneo della V_E. Quindi, il terminale della base due, collegato all'alimentazione, può servire per la sincronizzazione del circuito-base di trigger. La figura 4.47 illustra l'impiego della sincronizzazione negativa impulsiva sulla base-due.

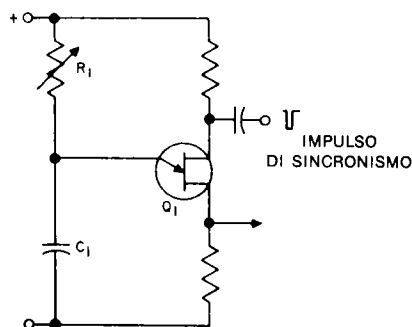



Figura 4.47: Sincronizzazione tramite impulsi di un oscillatore a rilassamento UJT.

Due metodi per ottenere la sincronizzazione tramite la rete alternata sono illustrati nella figura 4.48. Un segnale rettificato ad onda intera, tramite un ponte, o proveniente da un alimentatore del genere è impiegato per il ricavo della tensione generale e per la sincronizzazione del circuito. Il diodo zener CR_1 è impiegato per la tosatura e per regolare i picchi dell'alternata come si vede nella figura 4.48(a) e (b).

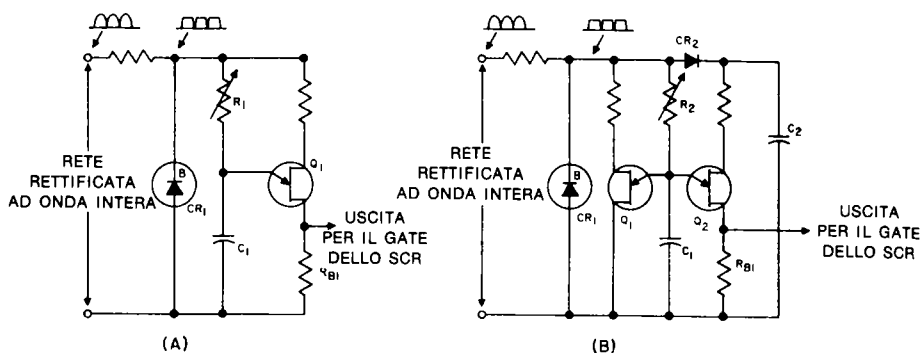



Figura 4.48: Circuito di sincronizzazione alla rete CA.

Alla fine di ciascun semiperiodo, la tensione della base-due del Q_1 cade a zero, cosicché l'UJT innesca. Il condensatore C_1 a questo punto è scarico all'inizio di ciascun semiperiodo, cosicchè il circuito di trigger è sincronizzato alla rete. Nella figura 4.48(a) si ricava un impulso al termine di ogni semiperiodo, che può provocare l'innesco dello SCR e lo scorrimento di una piccola corrente nel carico. Se questo effetto è indesiderabile, un secondo UJT può essere impiegato per scaricare il condensatore alla fine di ciascun semiperiodo, come si vede nella figura 4.48(b). Il diodo CR_1 ed il condensatore C_2 sono impiegati per erogare una tensione CC costante al Q_2. La tensione ai capi del Q_1 cade a zero in ciascun semiperiodo provocando la scarica del C_1 attraverso il Q_1 medesimo, invece che attraverso la resistenza di carico RB_1. Gli UJT devono essere scelti in modo tale che Q_1 abbia uno "standoff" più elevato rispetto al Q_2.

La sincronizzazione di un PUT è ottenibile in modo strettamente analogo a quello di uno UJT, visto che il funzionamento è strettamente similare.

4.18 - Circuiti di trigger per invertitori

I circuiti invertitori, usualmente necessitano di impulsi inviati alternativamente ai due SCR impiegati. Vi sono molti circuiti che possono compiere una funzione del genere, ed altri tra i più caratteristici saranno descritti nel prosieguo.

4.18.1 - FLIP-FLOP (MULTIVIBRATORI) TRANSISTORIZZATI

I multivibratori transistorizzati (flip-flop[8]) sono circuiti da considerarsi fondamentali, e molto utili per il pilotaggio dei gates degli SCR e dei triac. Un transistor può pilotare i gates direttamente, come è stato descritto nel paragrafo 8.9.2 oppure tramite un trasformatore o tramite un formatore d'impulsi come è stato detto nel paragrafo 4.19. Il trasformatore, deve essere progettato per evitare la saturazione alle frequenze più basse di lavoro ed alle più elevate tensioni d'alimentazione. Il flip-flop, o multivibratore, può essere pilotato da un UJT o da un analogo oscillatore a rilassamento PUT per ottenere una temporizzazione precisa; in alternativa, può essere collegato come multivibratore astabile.

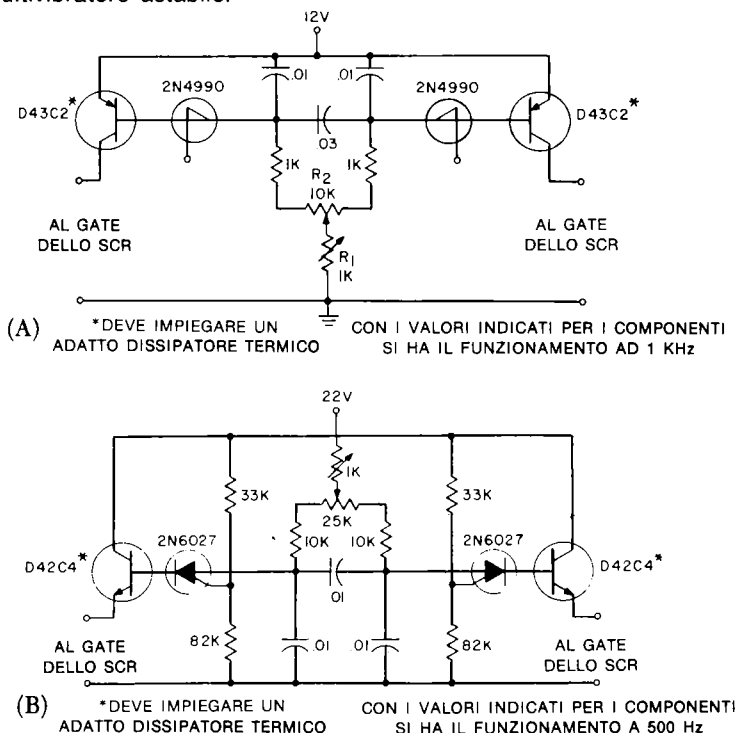



Figura 4.49: Circuiti di trigger a Flip-Flop per due SCR impiegati in un invertitore.

La figura 4.49 mostra due possibilità di progetto che formano dei circuiti atti a fornire delle uscite alternative con impulsi scalati, così com'è richiesto dalla maggioranza dei sistemi invertitori. Gli impulsi d'uscita che si avvicendano, sono ottenuti accoppiando i due oscillatori a rilassamento "ad incrocio" tramite il condensatore C_1. La frequenza di lavoro può essere regolata tramite il potenziometro R_1 e simmetricamente da R_2. Ambedue i circuiti offrono un tempo di salita molto simile, ed hanno un limite di frequenza di lavoro di circa 20 KHz, ma il circuito che impiega i PUT ha una versatilità molto più grande, ed eroga impulsi d'uscita dalla tensione assai più importante. La frequenza di oscillazione dell'ultimo detto, può essere variata sia mutando il valore dei condensatori che regolano la polarizzazione dei PUT.

4.18.2 - CIRCUITO DI TRIGGER DEL TIPO FLIP-FLOP IMPIEGANTE I PUT

Questo circuito flip-flop consiste di due oscillatori a rilassamento accoppiati tra loro come mostra la figura 4.50. Quando uno dei due sistemi di trigger è nello "stato di on", l'altro è sempre nello stato di "off". La conduzione in un dispositivo produce istantaneamente una tensione negativa sull'altro, tramite il condensatore C_T. Tale polarizzazione, interdice il settore circuitale non interessato. La frequenza di lavoro può essere regolata tramite R_1, e la simmetria può essere finemente aggiustata tramite R_2. Le uscite V_1 e V_2 possono essere accoppiate a stadi amplificatori prima dell'accoppiamento ai gate.

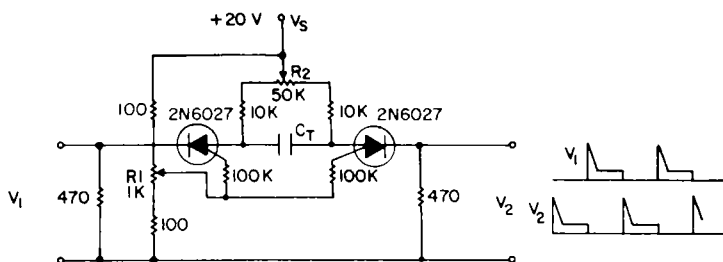



Figura 4.50: Circuito amplificatori per impulsi di trigger.

4.19 - Amplificazione e formazione degl'impulsi

Considerando le necessità di trigger degli SCR, si osserva che l'uscita di un generatore d'impulsi è inadatta a pilotare gli elementi se l'ampiezza non è sufficiente e, oppure, se il tempo di crescita degl'impulsi è troppo rallentato. Comunque, con modesta spesa e piccole complicazioni, le uscite possono essere rese adatte a soddisfare le necessità degli SCR, anche degli elementi che lavorano a frequenza elevata e che hanno un elevato rapporto di/dt.

La figura 4.51 riporta diversi circuiti amplificatori per i gates. Il circuito (a) impiega un amplificatore a transistor, che è saturato durante l'impulso dell'oscillatore a rilassamento. Ciò permette al C_1 di scaricarsi sullo SCR.

La disponibilità di SCR muniti di una sensibilità molto elevata per il gate, permette di realizzare semplici circuiti anche per il pilotaggio di elementi dalla grande potenza come si vede nella figura 4.51 (b). In questo caso, per esempio, un piccolo SCR C5B, SCR_1, che richiede solamente 200 µA al gate per innescare, è utilizzato per pilotare un elemento dalla potenza già notevole: SCR_2. La corrente circola nella R_2, nello SCR_1 e nel gate dello SCR_2. Allorché tale corrente raggiunge il valore di trigger prescritto per lo SCR_2, il detto ovviamente innesca e shunta l'alimentazione dello SCR_1, ponendolo a riposo. Questo tipo di circuito-trigger, consente di eccitare uno SCR potente con una sorgente di segnali ad alta impedenza e basso livello. Quando lo SCR_1 conduce di continuo, il gate dello SCR_2 è pilotato da un segnale di trigger che è mantenuto sinché lo SCR_2 va in conduzione. La R_2 limita la corrente nello SCR_1 ad un valore compreso nei parametri previsti, ma sufficiente per l'innesco dello SCR_2. In ogni caso, l'assorbimento in corrente, in genere, ha una natura impulsiva, quindi risulta trascurabile. Diversi modelli di SCR come i vari C398 e C158 hanno i gates amplificati; in questi casi i prepiloti SCR sono interni, come è stato detto in precedenza e come si vede nella figura 4.51 (c).

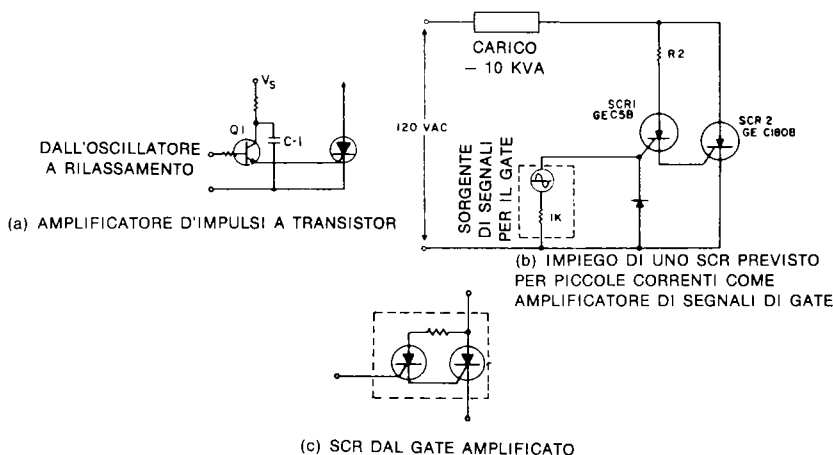



Figura 4.51: Circuiti amplificatori per impulsi di trigger.

I prepiloti sono particolarmente utili quando la tensione di trigger deve essere mantenuta per l'intero periodo di conduzione. In tali condizioni, la dissipazione del gate del dispositivo di potenza potrebbe essere eccessiva. La figura 4.52 mostra un circuito che consente di mantenere il trigger durante l'intero periodo di conduzione;

in questo caso il pilotaggio è impulsivo (costituito da un treno d'impulsi) quindi la dissipazione media è ridotta ad un livello di sicurezza. Il multivibratore a transistor, eroga delle tensioni alternative di pilotaggio ai due oscillatori muniti di elementi unigiunzione. L'uscita di questi oscillatori serve per il ricavo dei treni d'impulsi alternati necessari per i circuiti invertitori.

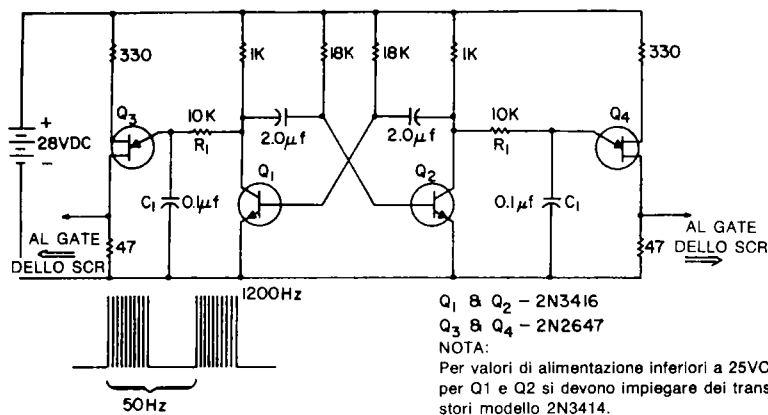



Figura 4.52: Circuito di trigger che provvede dei treni d'impulsi.

Per alcune applicazioni di commutazione ad elevata potenza, risulta utile avere il trigger dal fronte ripido, molto veloce. Un impulso dal fronte rallentato, può essere reso ripido con il circuito che si vede nella figura 4.53. Quando un impulso appare all'ingresso del sistema, il diodo D_1 conduce, caricando il condensatore. La tensione di caduta diretta sul diodo assicura che la polarizzazione al gate del PUT sia positiva, e previene un innesco indesiderato. Quando il condensatore si carica alla tensione di picco dell'impulso, il diodo assume una polarizzazione inversa ed il PUT innesca. L'impulso così erogato dal PUT ha un tempo di salita breve: 50 oppure 100 nanosecondi in base al modello di PUT prescelto ed alle sue caratteristiche.

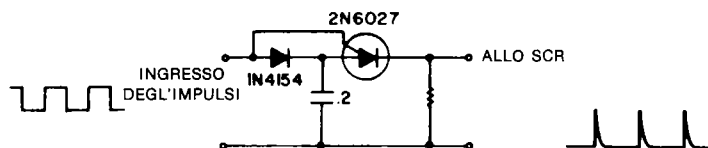



Figura 4.53: Formatore d'impulsi diritti impiegante un put.

È già stato detto che per l'impiego di carichi che assorbano delle correnti con un ripido fronte di salita, uno SCR deve essere pilotato con degli impulsi rettangolari, quindi dal tempo di salita molto veloce, ad assicurare il trigger corretto. Per la formazione d'impulsi rettangolari si può impiegare un sistema reattivo o un oscillatore bloccato. Logicamente questi circuiti risultano piuttosto costosi ed ingombranti. La figura 4.54 mostra un circuito che genera impulsi rettangolari da 10 μsecondi di larghezza con una frequenza di ripetizione di 20 KHz, che non richiede elementi induttivi. Con un'ampiezza di 20V e con 20 OHm d'impedenza di uscita, il circuito si dimostra adeguato per fornire il trigger alla maggioranza degli SCR, anche se vi sono stringenti condizioni di di/dt. Lo UJT lavora come oscillatore a rilassamento convenzionale, la cui frequenza può essere controllata con uno qualsiasi dei metodi descritti nei precedenti capoversi. Gl'impulsi di uscita dell'UJT, pilotano un amplificatore a quattro transistor che migliora il tempo di salita ed estende l'ampiezza dell'impulso al valore di 10μsec già citato.

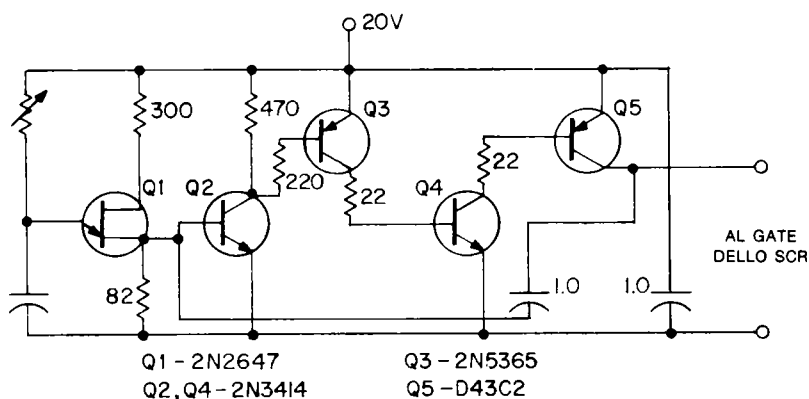



Figura 4.54: Circuito di trigger per elevati rapporti di/dt.

In relazione alla natura del segnale di controllo, è possibile scegliere SCR di vario tipo per pilotare gli elementi di potenza. Per esempio, è possibile impiegare il LASCR (Capitolo 4 Vol. 2) se si vuole l'azionamento da parte della luce; in tal modo si ottiene un circuito molto semplice ed un perfetto isolamento tra un eventuale circuito di controllo e lo SCR attuatore.

BIBLIOGRAFIA

1. "Using Low Current SCR's," D. R. Grafham, General Electric Company, Auburn, New York, Application Note 200.19.
2. "Semiconductor Controlled Rectifiers," F. E. Gentry et al., Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1964, Chapter 5.

3. "An All Solid-State Phase Controlled Rectifier System," F. W. Gutzwiller, AIEE Paper CP 59-217, American Institute of Electrical Engineers, New York, N. Y., 1959.
4. "The Unijunction Transistor: Characteristics and Applications," T. P. Sylvan, General Electric Company, Syracuse, N. Y., Application Note 90.10.
5. Glow Lamp Manual and Miniature Lamp Bulletin 3-3474, General Electric Company, Nela Park, Cleveland, Ohio, 1963.
6. "Silicon Controlled Switches," R. A. Stasior, General Electric Company, Syracusa, N. Y., Application Note 90.16.
7. "Transistors and Active Elements," J. C. Linville and J. F. Gibbons, McGraw-Hill Co., New York, 1961.
8. Transistor Manual, 7th Edition, "Unijunction Transistor Circuits," General Electric Company Syracuse, N. Y. 1964, Publication 450.37.*
9. "Unijunction Temperature Compensation," D. V. Jones, General Electric Company, Syracuse, N. Y., Application Note 90.12.
10. "Electronic Circuit Theory," H. J. Zimmerman and S. J. Mason, John Wiley and Sons, New York, N. Y., 1960, pp. 467-476.
11. "A Handbook of Selected Semiconductor Circuits," Seymour Schwartz, Editor, Bureau of Ships, Department of the Navy, Pubblication NAVSHIPS 93484, pp. 6-18 to 6-25.
12. "Using the Silicon Unilateral and Bilateral Switches,"R. Muth, General Electric Company, Syracuse, N. Y., Application Note 90.57.
13. "A 15KC, DC to DC Converter," J. A. Pirraglia and R. Rando, IEEE Conference Record of the Industrial Static Power Conversion Conference, No. 34C20, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, New York, N. Y., 1965.
14. "Design of Triggering Circuits for Power SCR's," J. M. Reschovsky, General Electric Company, Syracuse, N. Y., Application Note 200.54.
15. "Optimizing Programmable Unijunction Oscillator and Timer Designs" J.P. Lindsay & W.H. Sahm, General Electric Company, Auburn, N. Y., Application Note 20.93.
16. "Optoelectronics" W.H. Sahm III, General Electric Company, Auburn, N. Y., Publication 451.135.

CAPITOLO 5

CARATTERISTICHE DINAMICHE DEGLI SCR

Le caratteristiche dinamiche di uno SCR, si riferiscono al comportamento del semiconduttore durante gl'intervalli di commutazione. Si può trattare dello SCR che entra nella conduzione o nell'interdizione, o di qualsiasi commutazione nel circuito (che applica una elevata dv/dt allo SCR). Anche se questi periodi rappresentano dei tempi molto brevi, percentualmente, nell'intero funzionamento, sono quelli ai quali chi impiega gli SCR deve dedicare la massima attenzione.

Durante l'interdizione, o il «turn-off», si devono considerare diverse caratteristiche dello SCR: il tempo d'interdizione, la dv/dt riapplicata, il recupero della carica inversa. Ciascuna di queste caratteristiche dinamiche dipende dalle condizioni di lavoro di ciascun circuito specifico.

Durante il "turn on", o l'intervallo d'innesco, la principale condizione dinamica che deve essere considerata dal progettista è il rapporto di crescita della corrente diretta: di/dt. Anche le perdite che si verificano durante la condizione d'innesco e d'interdizione devono essere attentamente valutate dal progettista di apparecchiature.

Altre condizioni dinamiche, come la tensione diretta dalla rapida crescita, che interviene nello SCR quando vi è la commutazione dallo stato di blocco allo stato di conduzione, devono essere tenute nella debita considerazione.

5.1 - Il «turn off time» (tempo d'interdizione) dello SCR, tq.

Se una tensione diretta è applicata ad un tiristore unidirezionale (indicato usualmente come «SCR») in modo troppo rapido dopo che la corrente anodica smette di circolare, lo SCR torna a condurre. È necessaria un'attesa per un periodo definito di tempo dopo che la corrente ha smesso di circolare, prima di poter applicare nuovamente la tensione. Il Capitolo 1 descrive minutamente le ragioni che determinano tale necessità. Per il tempo di spegnimento, ed i suoi effetti sui tiristori bidirezionali, il lettore può riferirsi al Capitolo 7.

Per misurare l'intervallo richiesto, lo SCR va fatto funzionare con la corrente e le forme d'onda che sono indicate nella figura 5.1. L'intervallo tra i tempi t_3 e t_8 vanno poi diminuiti sino a che si trova il punto in cui lo SCR sopporta appena appena la riapplicazione della tensione diretta.

Questo intervallo, non è una costante, ma è una funzione di vari parametri. Di conseguenza, il tempo minimo da t_3 a t_8 aumenta con:

1. Un aumento nella temperatura delle giunzioni.
2. Un aumento nell'ampiezza della corrente diretta (da t_1 al t_2).
3. Un incremento nel rapporto di caduta della corrente diretta (da t_2 a t_3).
4. Una diminuzione nella corrente inversa di picco (t_4).
5. Una diminuzione nella tensione inversa (da t_5 a t_7).
6. Un aumento nell rapporto della riapplicazione della tensione di blocco diretto (da t_8 a t_9).
7. Un aumento nella tensione di blocco diretto (da t_9 a t_{10}).
8. Un aumento nell'impedenza esterna del circuito di gate.
9. Una tensione di polarizzazione per il gate più positiva.

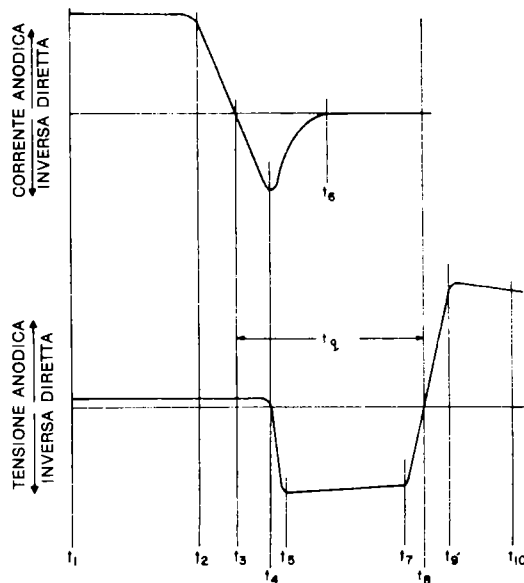



Figura 5.1: Forme d'onda per la misura del tempo di disinnesco.

5.1.1 - DEFINIZIONE DEL TEMPO D'INTERDIZIONE DELLO SCR

Il tempo d'interdizione (o "turn-off") di uno SCR comandato dal circuito, t_q, è l'intervallo di tempo che intercorre tra l'istante in cui la corrente anodica giunge a zero, e l'istante nel quale lo SCR ha riguadagnato la possibilità di funzionare nel blocco diretto.

Come è stato detto nel paragrafo 5.1, il t_q non è una costante, ma dipende dalle condizioni di misura. Uno di questi parametri di misura, la corrente diretta (I_T), è mostrato nella figura 5.2 per brevi e stretti impulsi di corrente e nella figura 5.3 per dei tempi convenzionali di turn-off. Per la comprensione dei termini impiegati nelle figure, il lettore è pregato di riferirsi al Capitolo 2.

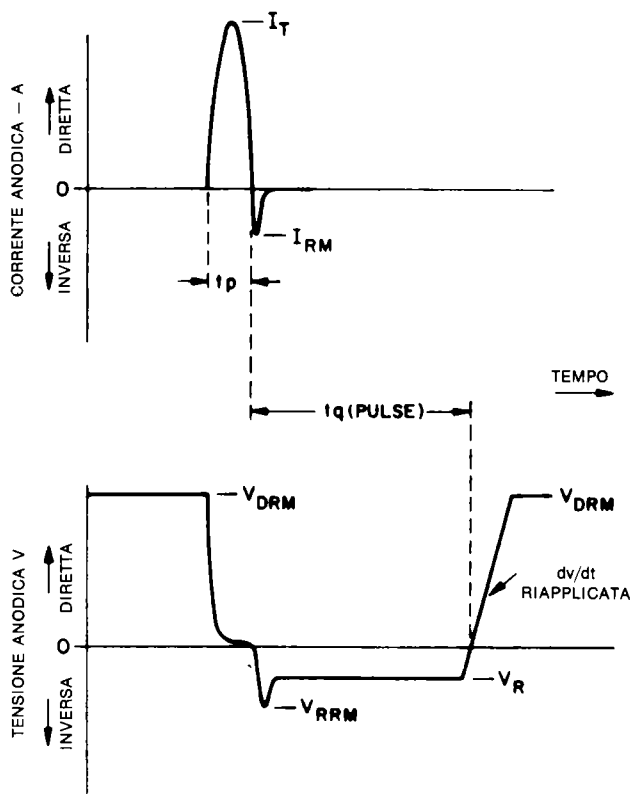



Figura 5.2: Tempo di disinnesco commutato da un circuito impulsivo.

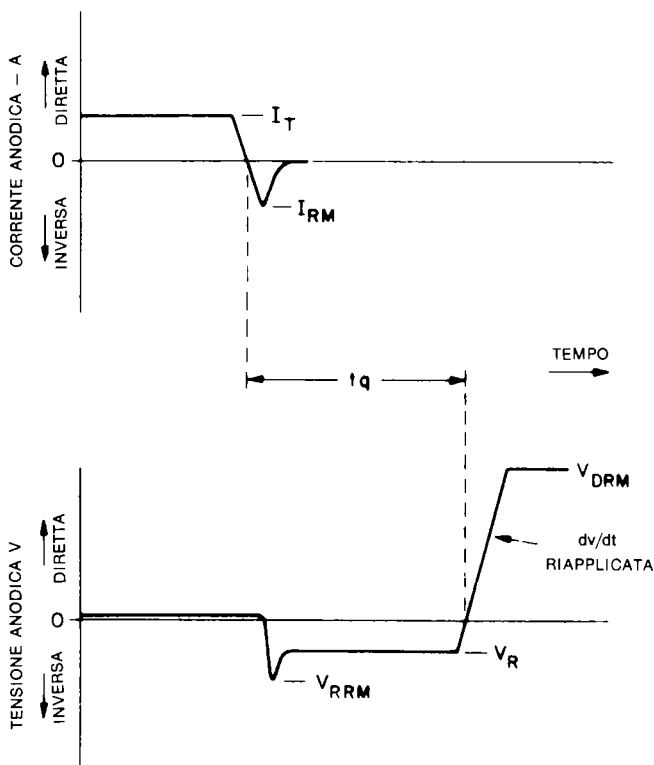



Figura 5.3: Tempo di disinnesco commutato da un circuito convenzionale.

5.1.2 - VARIAZIONI TIPICHE DEL TEMPO D'INTERDIZIONE

La misura nella quale i parametri indicati nel capoverso 5.1 influenzano il tempo di interdizione, dipende sia dai parametri presi in esame che dal tipo di progetto del dispositivo. La curva d'interdizione che mostra il comportamento in questa fase del lavoro, è impiegata per determinare quale parametro è più significativo, in relazione alle condizioni del circuito di utilizzo. La figura 5.4, per esempio, mostra una curva tipica di mutazione nel tempo di interdizione di uno SCR rispetto alla temperatura della giunzione per uno specifico SCR. La figura 5.5 mostra la dipendenza del t_q rispetto alla corrente diretta, per impulsi di corrente dalla forma rettangolare e per il medesimo SCR.

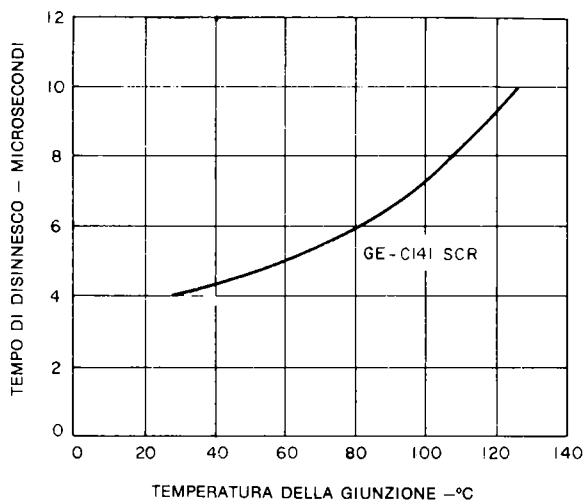



Figura 5.4: Variazione del tempo di disinnesco con il variare della temperatura di giunzione.

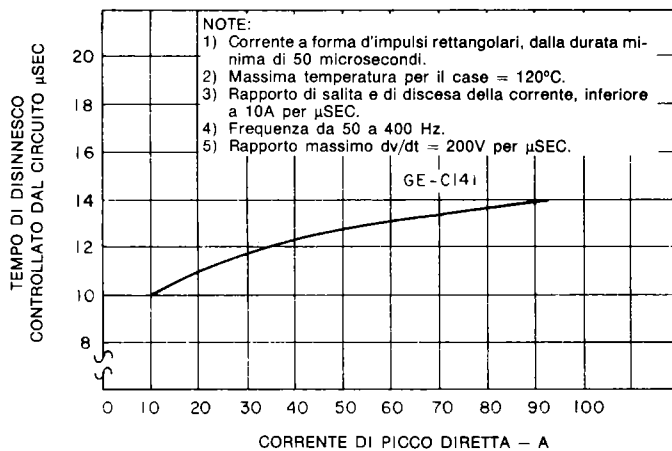



Figura 5.5: Variazione del tempo di disinnesco con il variare della corrente di picco diretta per SCR ad alta velocità.

La figura 5.6 mostra le variazioni tipiche nel tempo d'interdizione con la tensione inversa applicata, per lo SCR modello C158.

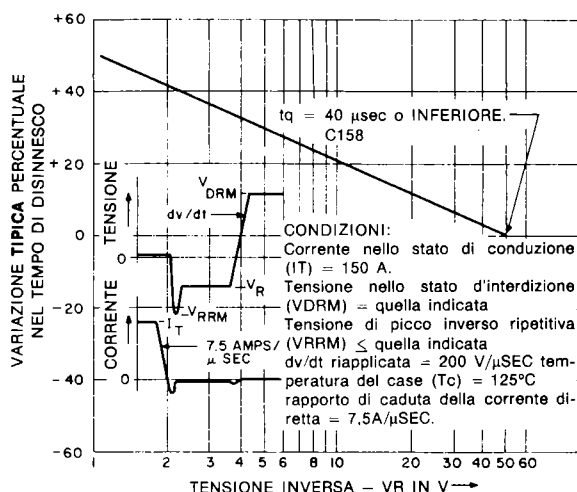



Figura 5.6: Variazione tipica per il tempo di disinnesco con l'applicazione di una tensione inversa durante l'intervallo di spegnimento.

La dipendenza tipica del tempo di turn-off in un'altra condizione di prova, quella della riapplicazione dv/dt è mostrata nella figura 5.7. Il tempo d'interdizione specificato per il modello di SCR C158, è di 200V per microsecondo, con la condizione di prova dv/dt indicata.

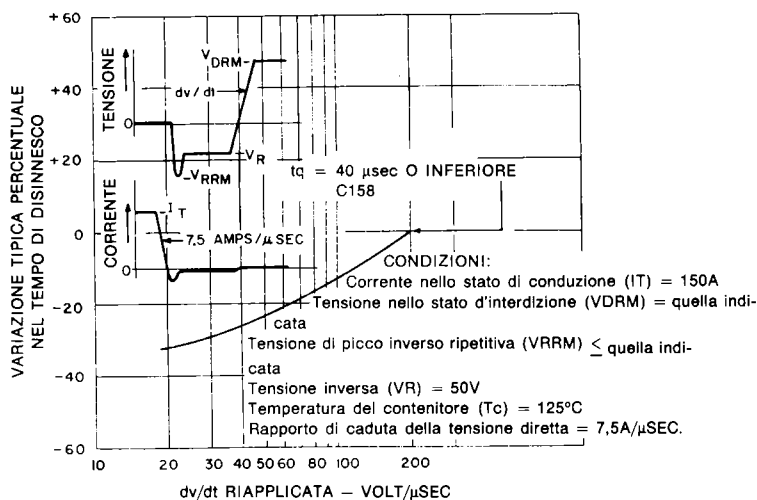



Figura 5.7:

5.1.3 - TEMPO DI INTERDIZIONE DEL CIRCUITO (t_c)

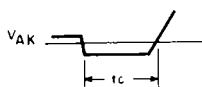
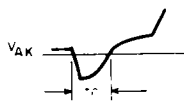
Il tempo d'interdizione del circuito, è il tempo di spegnimento che il circuito presenta allo SCR.

Tale parametro (t_c) deve sempre essere più grande del tempo d'interdizione dello SCR (t_q), altrimenti lo SCR può commutare di nuovo nello stato di conduzione.

Il tempo d'interdizione dei controlli in fase per applicazioni generiche, nel campo degli SCR, è dato usualmente come valore tipico complessivo. Possono intervenire delle ampie variazioni dal valore tipico. Nei circuiti nei quali il tempo d'interdizione rappresenta una caratteristica critica, è necessario che il progettista possa controllare il valore massimo del tempo d'interdizione dello SCR impiegato. Per tale ragione, la General Electric offre una gamma di SCR munita di un tempo d'interdizione massimo garantito in condizioni d'impiego specificate, con standard fissi per la forma d'onda e la temperatura. Questi SCR, sono particolarmente progettati per l'uso negli inverters, nei quali la necessità di buone caratteristiche dinamiche è essenziale.

5.1.4 - IL DIODO DI CONTROREAZIONE

Molti circuiti invertitori, devono essere concepiti con l'impiego di un diodo di controreazione posto in antiparallelo con ciascun SCR. Tale diodo é necessario per riportare l'energia reattiva all'alimentazione durante un tratto del periodo di lavoro. Dal punto di vista dello spegnimento dello SCR, il diodo rappresenta uno svantaggio. La tensione inversa dello SCR durante la commutazione interna è limitata alla tensione diretta del diodo, perciò influenza negativamente il tempo d'interdizione dello SCR, come è stato spiegato prima, in questo stesso capitolo.

Il diodo di controreazione, se impiegato, deve essere connesso vicinissimo allo SCR per minimizzare l'induttanza. Come si vede nelle forme d'onda schizzate più in basso, questa induttanza abbrevia in modo del tuo indesiderabile il tempo di interdizione del circuito a causa della tensione indotta nel valore induttivo dovuto al cambiamento della corrente ($V = L\ di/dt$).

(a) Diodo connesso allo SCR, nessuna induttanza

(b) Induttanza nel percorso comprendente il diodo

5.2 - Metodi per l'interdizione

Il gate non controlla più lo SCR una volta che la corrente tra anodo e catodo abbia superato il valore di tenuta. Di conseguenza, per interrompere il flusso della corrente si devono impiegare dei sistemi esterni. Vi sono due metodi di base che si possono mettere in pratica per la "commutazione", come spesso si indica lo spegnimento, o l'interdizione.

5.2.1 - L'INTERRUZIONE DELLA CORRENTE

La corrente che attraversa lo SCR può essere interrotta tramite un interruttore posto in due punti. Tale interruttore deve essere azionato per produrre l'interdizione del dispositivo. È da notare che quando si impiega tale interruttore lo SCR vede dei valori più elevati di rapporto dv/dt. La figura 5.8 mostra le connessioni dette. Nella figura 5.8(a), quando l'interruttore è chiuso, o nella figura 5.8(b), quando l'interruttore è aperto, lo SCR è suscettibile d'innesco casuale a causa di una elevata dv/dt.

È molto raro che si impieghi un vero e proprio interruttore meccanico per azzerare la tensione ai campi dello SCR o per interrompere il flusso della corrente; molto più spesso si utilizzano dei sistemi elettronici, quindi vi sono molti circuiti progettati proprio per la funzione. Va notato che gli SCR, infatti, in genere non sono caratterizzati per questo tipo di spegnimento.

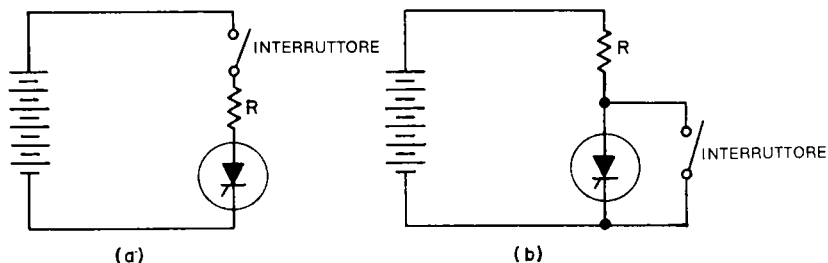



Figura 5.8: Spegnimento (commutazione) dello SCR tramite interruzione della corrente

5.2.2 - LA COMMUTAZIONE FORZATA

Quando i metodi suddetti non risultano adottabili, per interrompere la corrente, si deve impiegare la commutazione forzata. L'essenza della commutazione forzata è il far calare la corrente dello SCR a zero trasferendola su di un diverso carico tramite un particolare circuito, o azzerando l'intensità nel carico.

5.3 - Classifica dei metodi di commutazione forzata

Vi sono sei distinti sistemi di principio tramite i quali l'energia che circola nello SCR può essere interrotta:

METODO A: commutazione automatica con carico risonante.
METODO B: commutazione automatica tramite un circuito LC.
METODO C: C oppure LC commutati da un altro SCR che ha il proprio carico.
METODO D: C oppure LC commutati da uno SCR ausiliario.
METODO E: impulso dall'esterno, nel caso che ciò sia possibile.
METODO F: commutazione da parte della rete che attraversa il valore zero tra due semiperiodi.

Si deve ora accennare a degli esempi pratici di circuiti che compiono le funzioni indicate. Degli schemi tipici, comunque sono i choppers (Capitolo 3 Vol. 2). Altri esempi sono dati dalla bibliografia sempre al Capitolo 3 Vol. 2.

5.3.1 - METODO A – COMMUTAZIONE AUTOMATICA CON CARICO RISONANTE

Quando lo SCR_1 riceve il trigger, la corrente anodica circola e carica C con la polarità indicata. Subito dopo la corrente cerca di scorrere nella direzione inversa e lo SCR risulta disinnescato.

La condizione per la commutazione, è che il circuito RLC sia sottosmorzato.

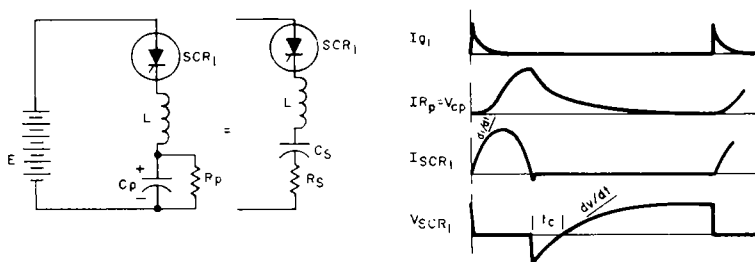



Figura 5.9: Commutazione, metodo A.

5.3.2 - METODO B – COMMUTAZIONE AUTOMATICA CON UN CIRCUITO LC

ESEMPIO 1
Prima che sia applicato l'impulso al gate, il C si carica con la polarità indicata.

Quando lo SCR_1 riceve il trigger la corrente circola in due direzioni.
1. La corrente di carico IR circola nella R.

2. Un impulso di corrente circola attraverso al circuito risonante LC e carica il C con la polarità inversa. La corrente del circuito risonante è quindi inversa e cerca di attraversare lo SCR in opposizione alla corrente di carico. Lo SCR disinnesca (commuta) quando la corrente inversa del circuito risonante è più grande di quella del carico.

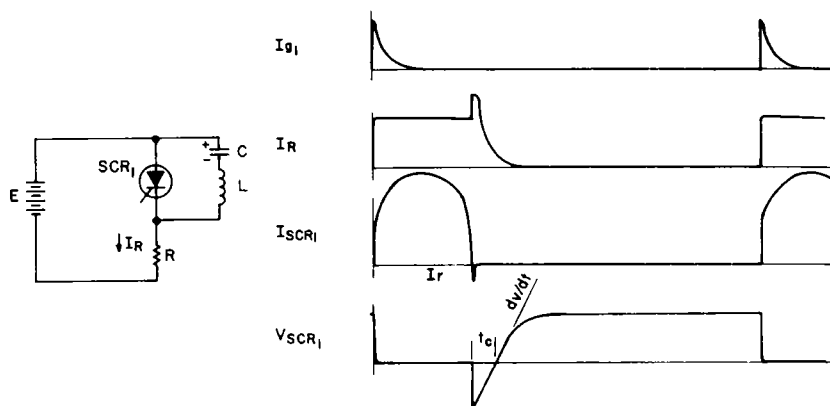



Figura 5.10: Commutazione, metodo B (esempio 1).

Metodo B — Commutazione automatica con un circuito LC

ESEMPIO 2 — Il circuito di Morgan

Durante il primo ciclo di lavoro, il condensatore è caricato come si vede nella figura 5.11, quindi il nucleo del reattore è saturato "in modo positivo".

Quando lo SCR è sottoposto a trigger, la tensione del condensatore è applicata all'avvolgimento del reattore L_2. La polarità della tensione applicata, porta immediatamente il nucleo del reattore fuori dalla saturazione. Durante il tempo da t_1 a t_2 (figura 5.11) la corrente di carico circola nella R. Simultaneamente il condensatore è scaricato.

Quando la tensione sulla L_2 è stata applicata per il tempo previsto, il nucleo dell'avvolgimento entra nella saturazione "negativa". L'induttanza della L_2 muta da un valore alto non saturato ad un valore basso di saturazione.

La carica risonante del C a questo punto procede più rapidamente dal tempo t_2 al t_3. Non appena si raggiunge il valore di picco e la corrente inizia a diminuire, la tensione sulla L_2 s'inverte.

Con l'inversione nel segno della tensione, il nucleo esce dalla saturazione di nuovo, l'induttanza cresce raggiungendo un valore alto e la ricarica del C procede con un andamento più rallentato (da t_3 a t_4).

La tensione sull'induttanza è mantenuta per il tempo prescritto, quindi avviene la saturazione positiva (t_4).

A questo punto, il condensatore è commutato direttamente sullo SCR tramite il valore saturato dell'induttanza L_2. Se la corrente inversa supera quella di carico dello SCR, si ha lo spegnimento di quest'ultimo. La carica rimanente nel condensatore C è quindi dissipata nel carico, dopodiché il C è ricaricato e pronto per un nuovo ciclo di lavoro (t_5).

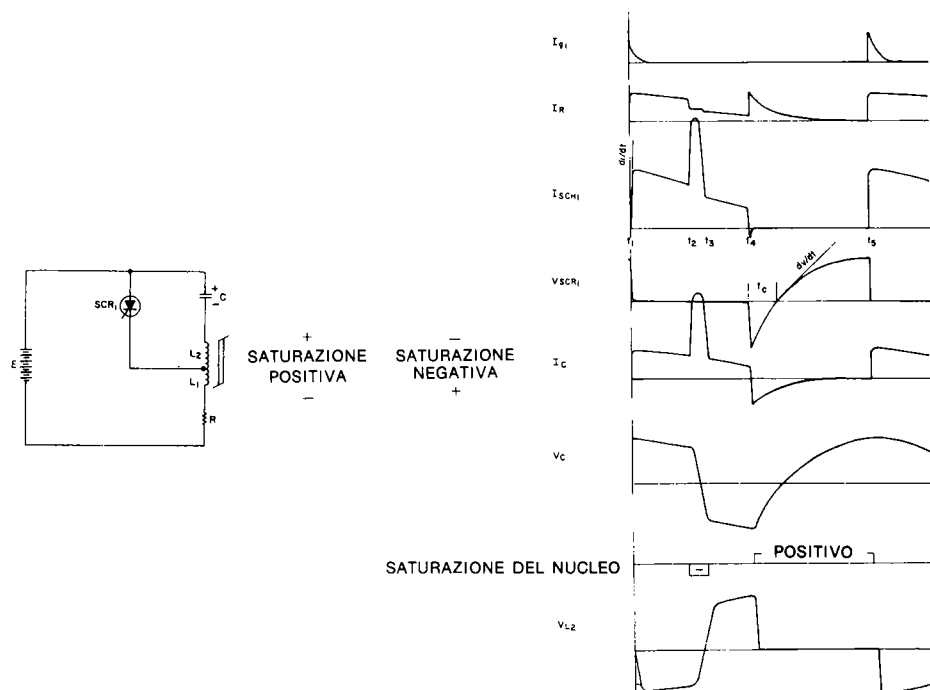



Figura 5.11: Commutazione, metodo B (esempio 2).

In pratica è possibile realizzare la L in modo tale che la saturazione negativa non intervenga. In tal caso, l'impulso di corrente anodica che circola dal t_2 al t_3 è omesso.

5.3.3 - METODO C – C O LC COMMUTATI DA UNO SCR CHE HA IL PROPRIO CARICO

Si assuma che lo SCR_2 sia nella conduzione. In tal modo, il C si carica con la polarità indicata. Quando lo SCR_1 è sottoposto a trigger, il C è commutato sullo SCR_2 tramite lo SCR_1 e la corrente di scarica del C si oppone al flusso della corrente di carico nello SCR_2.

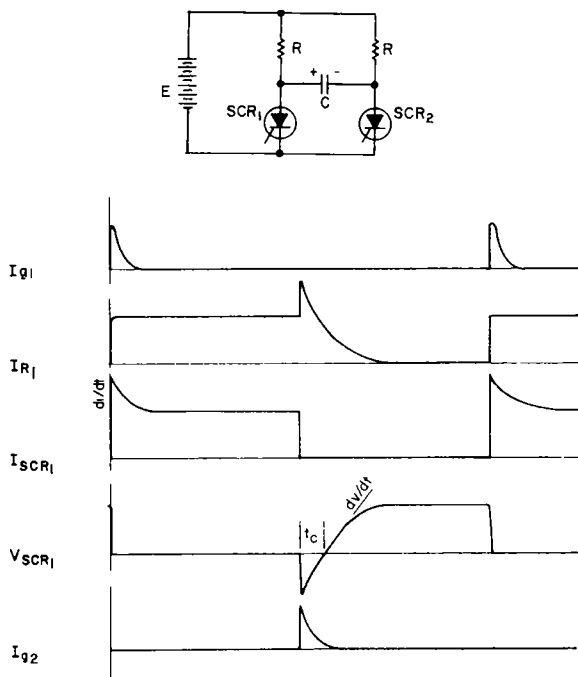



Figura 5.12: Commutazione, metodo C.

5.3.4 - METODO D – C OPPURE LC COMMUTATI DA UNO SCR AUSILIARIO

ESEMPIO 1

Il circuito mostrato nella figura 5.12 (Metodo C) può essere convertito al metodo D se la corrente di carico è condotta da uno SCR, e l'altra per lo spegnimento (o commutazione) è controllata da uno SCR ausiliario. Lo SCR ausiliario, deve avere una resistenza in serie all'anodo dieci volte più grande, rispetto a quella di carico.

ESEMPIO 2

Lo SCR_2 deve essere sottoposto a trigger per primo per ottenere la carica del condensatore con la polarità indicata. Non appena il C è carico, lo SCR_2 s'interdice a causa della mancanza di corrente.

Quando lo SCR_1 è sottoposto a trigger, la corrente si divide in due percorsi: la corrente di carico circola nella R; la corrente commutata circola tramite C, SCR_1, L, e D, e la carica del C è invertita e mantenuta tale tramite il diodo "hold-off" D. Lo SCR_2, può essere sottoposto a trigger in qualunque momento desiderato, ed in tal modo si applica il C allo SCR_1 e lo SCR_1 entra nell'interdizione.

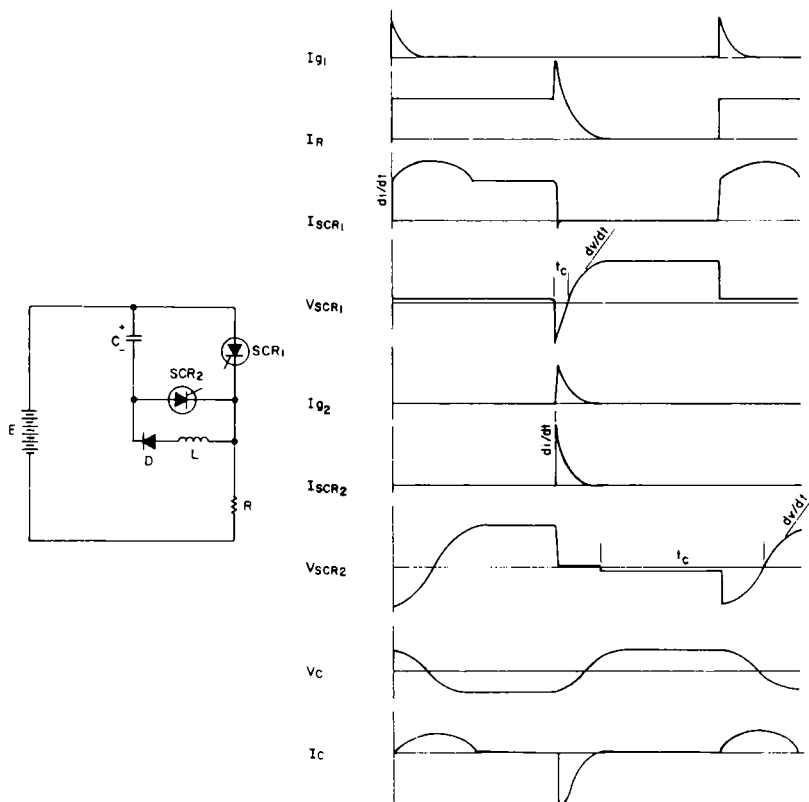



Figura 5.13: Commutazione, metodo D (esempio 2).

Metodo D — C oppure LC commutati da uno SCR ausiliario

ESEMPIO 3: il circuito di Jones.

La caratteristica insolita di questo circuito, è la sua possibilità di iniziare la commutazione in modo assolutamente affidabile.

Se il C è scarico, allorché si sottopone a trigger lo SCR_1, vi sarà una tensione indot-

ta nella L_2 che è strettamente accoppiata alla L_1, ed il C inizierà ad essere caricato con la polarità indicata. Non appena lo SCR_2 è sottoposto al trigger, inizia l'intervallo di interdizione dello SCR_1. C, a questo punto è caricato con la polarità opposta.

La prossima volta che si sottopone a trigger lo SCR_1, il C si scarica tramite SCR_1 ed L_2, e la sua polarità è inversa e pronta per il prossimo impulso di commutazione. La tensione alla quale è caricato il C (con la polarità mostrata nella figura 5.14), dipende dall'ampiezza; la tensione indotta dalla corrente di carico scorre nella L_1 nel senso inverso, rispetto alla carica positiva accumulata durante la conduzione dello SCR_2.

Con dei carichi importanti, la tensione indotta cresce, tendendo a mutare la crescita del tempo d'interdizione. Il miglior tempo d'interdizione o spegnimento, si ottiene con questo circuito se comparato con l'esempio 2, ma al costo di una più elevata tensione che appare sullo SCR. Questo circuito è comunque descritto più dettagliatamente nel Capitolo 3 Vol. 2.

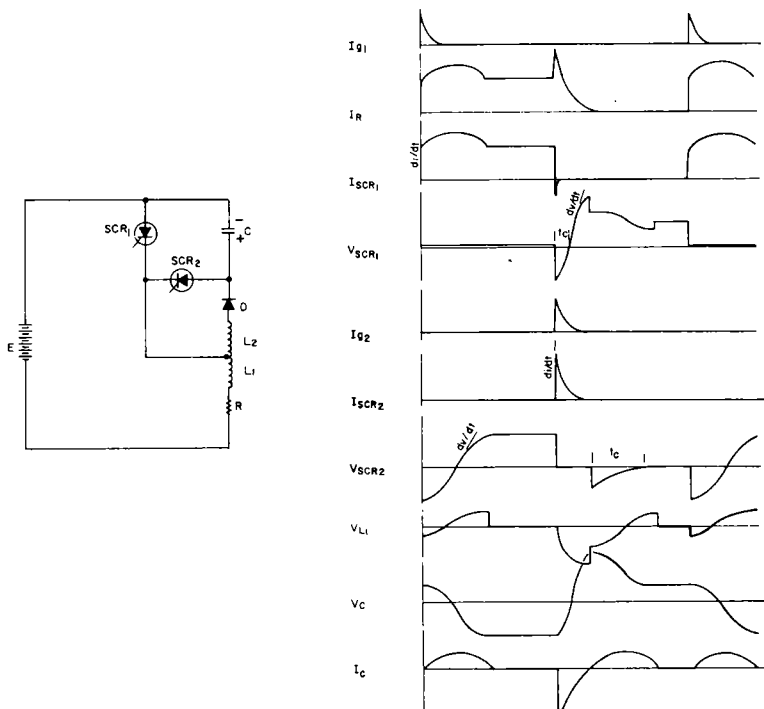



Figura 5.14: Commutazione, metodo D (esempio 3).

5.3.5 - METODO E — COMMUTAZIONE TRAMITE IMPULSO ESTERNO

ESEMPIO 1

Quando lo SCR_1 è soggetto a trigger, la corrente circola nel carico. Per interdire lo SCR_1, si applica la polarizzazione alla base del transistor Q_1. In tal modo, si connette l'alimentazione ausiliaria E_2 allo SCR_1, portandolo nella condizione di "off". Il Q_1 conduce solo per la durata del tempo di interdizione.

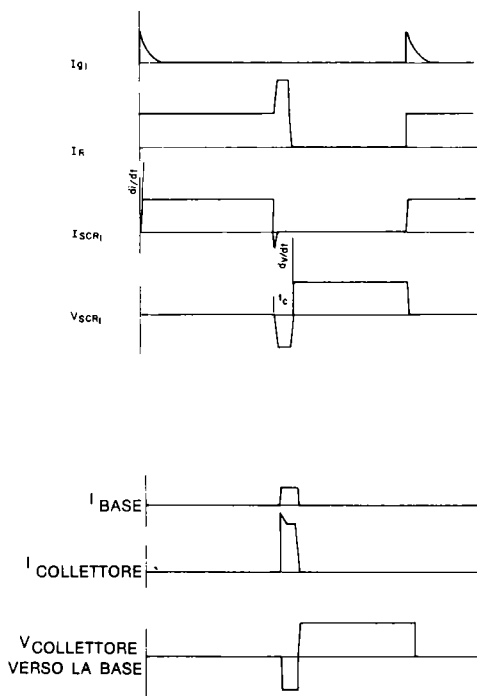
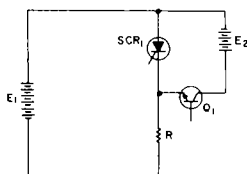



Figura 5.15: Commutazione, metodo E (esempio 1).

Metodo E — Commutazione tramite impulso esterno

ESEMPIO 2

Il trasformatore che si vede nel circuito, è progettato impiegando un nucleo in ferro ed un traferro, calcolando il tutto perché non sia possibile la saturazione. In pratica, il trasformatore può sopportare la corrente di carico con una caduta molto bassa, rispetto all'alimentazione.

Quando lo SCR_1 è sottoposto a trigger, la corrente circola attraverso al carico ed al trasformatore impulsivo descritto. Per far commutare lo SCR_1, al catodo si applica un impulso positivo tramite un generatore esterno, sempre tramite un trasformatore ad impulsi. Il condensatore C è caricato unicamente ad 1V per la durata dell'impulso d'interdizione, quindi si può considerare che abbia un'impedenza zero. In tal modo, l'impulso che giunge dal trasformatore inverte la tensione ai capi dello SCR e gli fornisce la corrente di recupero inverso mantenendo la tensione negativa per il tempo necessario all'interdizione.

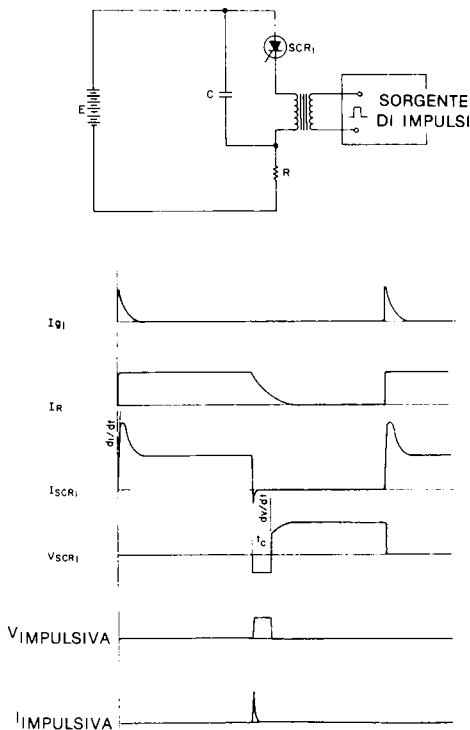



Figura 5.16: Commutazione, metodo E (esempio 2).

Metodo E — Commutazione tramite impulso esterno

ESEMPIO 3

Quando lo SCR è innescato, il trasformatore ad impulsi si satura e presenta una bassa impedenza al passaggio della corrente di carico. Allorché si deve interdire lo SCR, il primo passo é portare fuori dalla saturazione il trasformatore ad impulsi. Ciò si ottiene per mezzo di un impulso dalla polarità indicata nelle curve. Questo impulso che cancella la saturazione aumenta momentaneamente la tensione sul carico e la corrente di carico. Una volta che il trasformatore non sia più saturato, si ha un impulso dalla polarità inversa che capovolge la tensione ai capi dello SCR e di conseguenza lo interdice. L'impulso deve essere sostenuto per il tempo necessario per lo spegnimento.

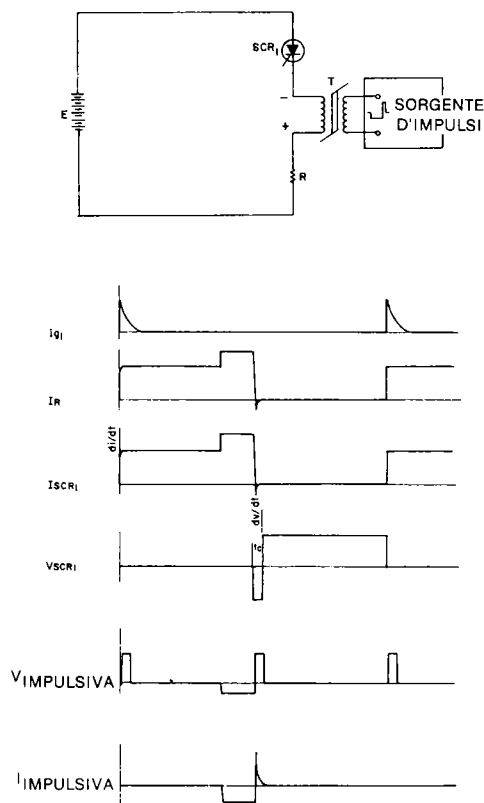



Figura 5.17: Commutazione, metodo E (esempio 3).

Metodo E — Commutazione tramite impulso esterno

ESEMPIO 4

Questo circuito è interessante perché non vi è carica impulsiva del condensatore che scorre nel carico.

Assumiamo che il C sia caricato con la polarità mostrata ad una tensione più ampia di quella d'alimentazione, E. Quando la SCR_1 è sottoposto a trigger, la corrente del carico circola nella R e nella L_2. Lo SCR_2 è connesso in un circuito risonante che consiste del C e della L_2. Quando lo SCR_2 è a sua volta sottoposto a trigger, un impulso di corrente circola nella L_2. Sulla L_2 si sviluppa una tensione che è più grande di quella d'alimentazione, E. Di conseguenza allo SCR_1 è applicata una tensione inversa, e l'elemento s'interdice. Il termine dell'impulso di scarica attraverso lo SCR_2 lo interdice ed il C è ora caricato con la polarità inversa. La L_1 è più grande della L_2, ed il C è ora caricato in modo risonante tramite L_1 e D ad una tensione più elevata di quella d'alimentazione, come all'inizio.

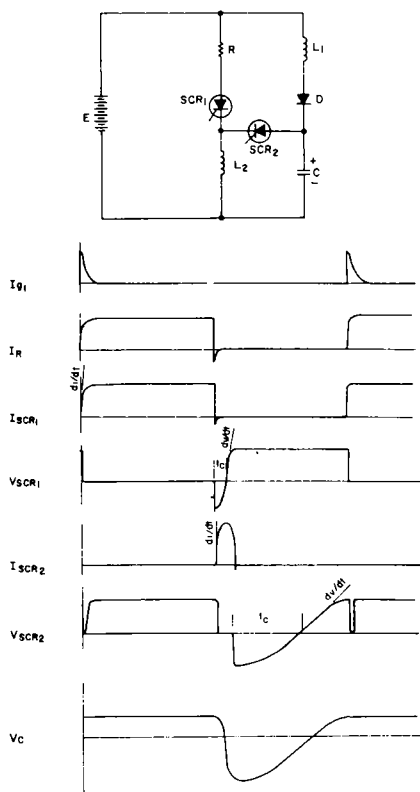



Figura 5.18: Commutazione, metodo E (esempio 4).

5.3.6 - METODO F — COMMUTAZIONE DALLA PARTE DELLA RETE ALTERNATA

Se l'alimentazione di un circuito è in alternata, per esempio a rete, la corrente di carico circola durante i semiperiodi positivi. Durante i semiperiodi negativi lo SCR s'interdice a causa della polarità inversa. Se l'alimentazione non è a rete, per ottenere questo tipo di spegnimento, o interdizione, la durata del semiperiodo negativo deve essere più grande del tempo di "turn off" dello SCR.

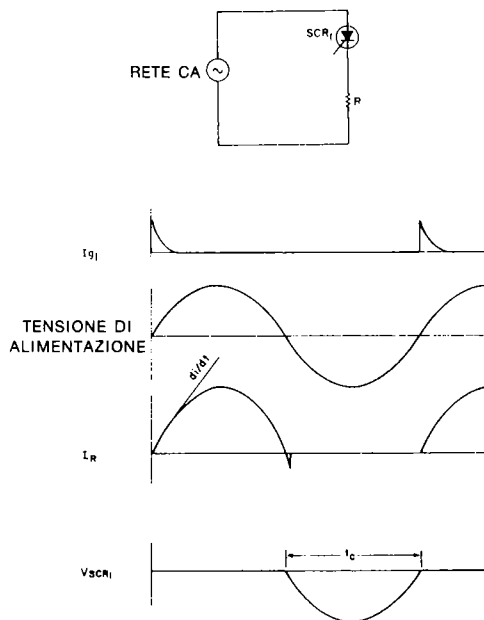



Figura 5.19: Commutazione, metodo F.

5.4 - Rapporto del tempo di salita della tensione diretta, dv/dt

La giunzione di qualunque semiconduttore esibisce una inevitabile capacità. Una variante nella tensione applicata a tale capacità di giunzione genera una corrente, $i = C\ dv/dt$. Se tale corrente è abbastanza ampia, interviene un effetto di reazione che può portare lo SCR all'innesco. La reazione è simile a quella che interviene con l'iniezione di corrente sul gate, come è stato detto nel Capitolo 1. Il rapporto critico di crescita dallo stato di off per la tensione, è definito come il minimo valore del rapporto di crescita nella tensione diretta che può causare la commutazione dallo stato di "off" a quello di "on".

Siccome l'innesco provocato dal rapporto dv/dt non è distruttivo, questo fenomeno non crea problemi in quelle applicazioni nelle quali un innesco casuale non produce effetti nocivi nel carico. Per esempio, se il carico è rappresentato da una resistenza riscaldante, un innesco casuale può essere sopportato.

Al contrario, nella maggioranza degli invertitori, l'innesco dv/dt causa il malfunzionamento del circuito. Una soluzione per questo problema è ridurre il dv/dt imposto dal circuito ad un valore più piccolo di quello critico dello SCR impiegato. Ciò può essere ottenuto tramite un circuito similare a quelli riportati nella figura 5.20 che servono appunto a sopprimere un rapporto di crescita eccessivo della tensione anodica. Z rappresenta l'impedenza di carico e l'impedenza del circuito.

Siccome l'impedenza del circuito normalmente non è facile da determinare con esattezza per ciascuna particolare applicazione, i valori di R e del C vanno determinati sperimentalmente. Nel Capitolo 6 Vol. 2 si descrive una tecnica per semplificare il progetto dei circuiti spianatori che prevede l'uso di un nomogramma che mette in grado il progettista di selezionare l'ottimo rapporto R-C per lo spianatore, e per un particolare gruppo di condizioni operative.

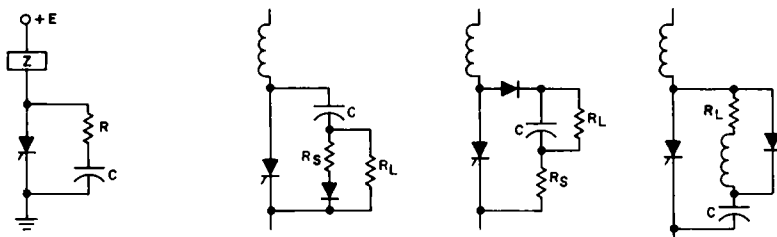
Un'altra soluzione per il problema dell'innesco casuale provocato dal dv/dt è impiegare uno SCR che abbia una caratteristica dv/dt più elevata. Ciò si fa scegliendo uno SCR specificamente progettato per quelle applicazioni che possono presentare un dv/dt elevato, il che è detto nei fogli delle specifiche. Dal punto di vista costruttivo, *l'emitter shorting,* trattato nel Capitolo 1, è una buona tecnica per ridurre gli effetti dv/dt.

(a) Circuito fondamentale (b) Variazioni al circuito di base

Figura 5.20: Circuiti di soppressione DV/DT.

La possibilità di resistere all'innesco parassitario dv/dt, può anche essere ottenuta scegliendo uno SCR che abbia caratteristiche in tensione più elevate. Siccome un dv/dt dall'elevato valore imposto dal circuito, effettivamente riduce la $V_{(BO)}$, la

tensione anodica pratica alla quale il dispositivo particolare al quale ci si riferisce, commuta nello stato di "on" ad una temperatura definita, impiegando un dispositivo dalle tensioni più elevate di quelle minime necessarie, è possibile ignorare un rapporto di crescita più rapido della tensione diretta, per una data tensione di picco del circuito.

La resistenza aumentata all'innesco dv/dt può essere meglio compresa osservando la figura 5.21. Scegliendo uno SCR con un valore V_{DRM} più elevato, il rapporto di $V_{applicati}$ rispetto alla V_{DRM} sarà più basso per un dato circuito, e, come si vede nella figura detta, la capacità di resistere all'innesco dv/dt sarà di conseguenza più elevata. Impiegando questo sistema, lo SCR può essere preselezionato da parte del costruttore per una possibilità di resistere al dv/dt superiore a quella indicata nei fogli di caratteristiche.

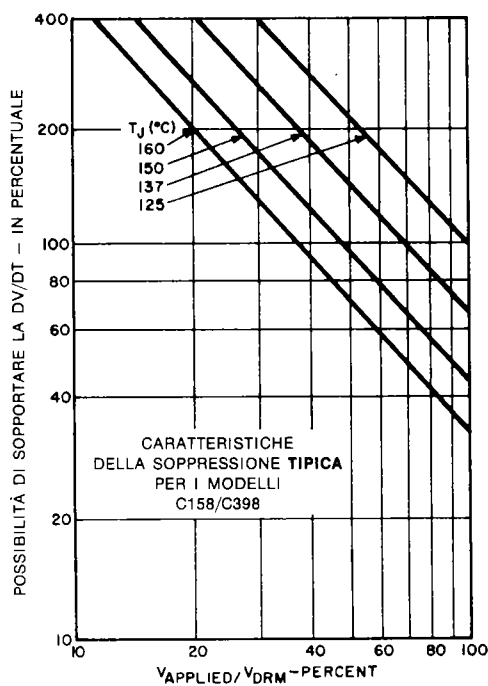



Figura 5.21: Variazione tipica della possibilità di sopportare la DV/DT nei confronti della tensione applicata.

La polarizzazione inversa del gate rispetto al catodo può aumentare la tolleranza dv/dt per gli SCR dalla piccola area non precisamente progettati per sopportare elevati rapporti dv/dt. Se il lettore desidera ulteriori dettagli, può rivedere il Capitolo 4.

5.4.1 - LA CRESCITA DELLA TENSIONE RIAPPLICATA

La crescita della tensione riapplicata, o dv/dt riapplicata, è il rapporto di crescita della tensione diretta che segue l'intervallo di commutazione. La dv/dt riapplicata è importante perché influisce sul tempo di interdizione. L'effetto sul t_q della riapplicazione della dv/dt che rappresenta una condizione di prova per il t_q, può essere visto nella figura 5.7. Anche nelle applicazioni dei triac, trattate nel Capitolo 7, si devono considerare bene gli effetti della dv/dt.

5.5. - Rapporto di crescita della corrente nello stato di "on" di/dt

La di/dt critica è il valore massimo del rapporto di crescita sopportabile per la corrente nello stato d'innesco "on". La di/dt della corrente nello stato di "on", mentre lo SCR sta innescando, deve essere attentamente considerata perché può essere in grado di distruggere il semiconduttore, o se proprio non avviene la distruzione, può provocare una forte perdita nella commutazione. Durante il procedimento d'innesco, solo una piccola percentuale del silicio è conduttore, a causa della velocità finita di diffusione, come si dice ampiamente nella bibliografia 2. Una corrente che aumenti molto rapidamente può dar luogo ad una extracorrente nella porzione del silicio che conduce al momento. Tale elevata densità di corrente provoca un surriscaldamento, e, come abbiamo detto, può anche rompere lo SCR.

5.5.1 - SOLUZIONI AL PROBLEMA di/dt

I circuiti invertitori con le inerenti forme d'onda delle elevate di/dt, possono essere fatti funzionare in modo attendibile se si scelgono degli SCR muniti di una elevata sopportabilità di/dt. I costruttori degli SCR ottengono queste caratteristiche con delle tecniche appropriate nella realizzazione del gate, come è stato detto nel Capitolo 1.

Una tecnica addizionale, impiegata per ottenere una sopportabilità più elevata per la di/dt è l'impiegare il pilotaggio "brusco" per il circuito di gate. Il pilotaggio "brusco", consiste nell'applicare al gate una corrente dalla crescita rapida (i tecnici americani definiscono la funzione "hard-drive"). La bibliografia 5 tratta diffusamente i circuiti di trigger che possono servire per migliorare la sopportabilità verso la di/dt.

Un reattore saturabile posto in serie con lo SCR durante l'intervallo di commutazione nello stato di "on", riduce la dissipazione nel momento della commutazione dello SCR. Quando lo SCR è sottoposto a trigger per passare nella conduzione, il massimo della corrente che circola durante l'intervallo di commutazione nello stato di "on" è limitato dalla corrente di magnetizzazione del reattore. Il reattore è progettato in modo tale da andare nella saturazione magnetica qualche tempo dopo che lo SCR è sottoposto a trigger. Il tempo di ritardo serve per far entrare lo SCR nella piena conduzione. In tal modo, si ha a disposizione un'area attiva dello SCR che può reggere il pieno

carico pur con la minima dissipazione. Siccome la corrente di carico è rallentata, l'uscita della combinazione SCR-reattore, funziona in modo rallentato, rispetto al segnale che da il trigger allo SCR.

Il tempo di ritardo t del reattore saturabile è dato dal tempo di saturazione:

$$t_s = \frac{NA\,\Delta B\,10^{-8}}{E} \text{ (secondi), dove:} \qquad (5.1)$$

N = numero di spire
A = sezione dell'area del nucleo in centimetri quadri
ΔB = variazione della densità totale del flusso in Gauss
E = massima tensione che deve essere commutata dal circuito in V

La corrente richiesta nel momento della commutazione dal reattore saturabile I_s, deve essere piccola se comparata alla corrente di picco di carico che deve essere commutata. È:

$$I_s = \frac{H_s l_m}{0{,}4\pi N} \text{ (ampere), ore} \qquad (3.4)$$

Hs = forza di magnetizzazione in Oersted richiesta dal flusso nel nucleo per raggiungere il flusso di saturazione Bs (1 Oersted = 2,021 ampére-per spira/pollice).
lm= lunghezza media del nucleo in centimetri
N = numero di spire

Si deve prevedere un reset per il nucleo adeguato, prima che giunga il successivo impulso di corrente. In relazione ai dettagli circuitali, il reset può essere ottenuto dalla corrente risonante inversa (corrente inversa di recupero) o tramite sistemi ausiliari.

5.6 - Caratteristiche del recupero inverso

Il tempo durante il quale nello SCR circola la corrente di recupero (da t_3 a t_6 nella figura 5.1), è noto come tempo di recupero inverso. Si tratta del periodo di tempo che serve perché lo SCR possa bloccare la tensione *inversa*. Questo parametro, non deve esser confuso con il tempo di "turn-off", che è il periodo che serve prima che lo SCR possa bloccare la tensione *diretta* riapplicata. Il recupero inverso, è un parametro molto noto anche per i semplici diodi a giunzione.

Il tempo di recupero inverso in uno SCR tipico è dell'ordine dei pochi microsecondi. Aumenta quando aumenta la corrente diretta, ed aumenta anche se il rapporto di caduta della corrente diretta diminuisce. In più si ha un aumento nel tempo di recupero se la temperatura sale.

Il fenomeno della corrente di recupero inverso, gioca un limitato ma importante ruolo nelle applicazioni degli SCR:

1. Nei rettificatori ad onda intera che impiegano gli SCR come elementi rettificatori, la corrente inversa di recupero deve circolare nel verso diretto nel caso di SCR complementari. In tal modo si ha una crescita rapida ai valori elevati della corrente d'innesco.

2. In taluni circuiti di invertitori, come il Murray-Bedford (Capitolo 3 Vol. 2) nel quale uno SCR è commutato nell'interdizione quando l'altro conduce, la corrente di recupero inverso del primo, porta a valori elevati la corrente d'innesco del secondo.

3. La cessazione della corrente inversa, che interviene molto rapidamente, in certi casi, può produrre dei danni a causa dei transistori di tensione, e delle interferenze RF, se non si prevedono adeguati sistemi di spegnimento.

4. Quando uno SCR è collegato in serie con altri, la distribuzione della tensione inversa può essere influenzata in modo molto negativo dal disadattamento del tempo di recupero inverso (Capitolo 6).

La carica recuperata, Q_R, (l'integrale di tempo della corrente inversa), è l'ammontare della carica in microcoulumb che corrisponde all'intervallo di recupero. La figura 5.22 indica la dipendenza della carica recuperata rispetto alla di/dt. Una induttanza può essere necessaria per limitare il recupero della carica ad un valore accettabile per le funzioni circuitali. L'induttanza può essere inserita nella sorgente di tensione, nel relativo circuito, o nell'impedenza di carico. Tale induttanza serve per prevenire i guasti che possono essere provocati dal rapporto di/dt come è stato detto nel precedente paragrafo 5.5.1.

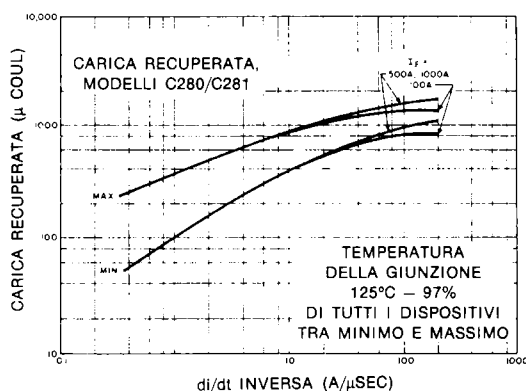



Figura 5.22: Carica recuperata a 125°C.

5.7 - Condensatori per circuiti di commutazione

Le caratteristiche dei condensatori che servono per la commutazione devono essere considerate con la massima cura da parte del progettista, che deve provvedere ad una ottima selezione e caratterizzazione. Sono molto utili le seguenti proprietà:

1. La vita del condensatore deve essere lunga, alla temperatura ambientale considerata.
2. Le perdite di potenza nel condensatore devono essere molto limitate per due ragioni:
   a. Per evitare che eventuali temperature interne elevate abbrevino la vita operativa del condensatore.
   b. Per mantenere il vantaggio di una elevata efficienza che l'impiego degli SCR dà ai vari circuiti.
3. L'induttanza-serie equivalente del condensatore deve essere nota.
   In molti circuiti, l'induttanza in serie con il condensatore di commutazione gioca un ruolo importante nel controllo del rapporto iniziale di crescita della corrente anodica tramite lo SCR.

Al progettista di apparecchiature si consiglia di procedere come segue:

1. Per il montaggio sperimentale-tentativo ("breadboard", secondo gli anglofoni), è possibile acquistare dei condensatori particolarmente concepiti per l'impiego negli invertitori presso la: General Electric Capacitor Department, Hudson Falls, New York. La figura 5.24 elenca i dati dei condensatori standard. Tutti i condensatori General Electric per SCR hanno delle connessioni interne importanti che possono sopportare delle correnti molto intense, una particolare realizzazione in foglio avvolto che consente di ricavare una bassa induttanza interna ed un minimo ESR (fattore di resistenza equivalente in serie) ed alcuni modelli sono muniti di un particolare involucro rivestito che consente di mantenere la crescita della temperatura del dielettrico al minimo.

2. Dopo aver completato le prove del circuito sperimentale, le tensioni e le forme d'onda delle correnti devono essere sottoposte al costruttore dei condensatori, così come la temperatura di lavoro, per ottimizzare la vita operativa, le dimensioni, e ricercare il minimo costo possibile (si veda la lista delle necessità al termine del capitolo).

La corrente RMS che si riscontra nelle applicazioni con gli SCR e le loro applicazioni, usualmente ha un significato degno della massima considerazione, ed ogni minima ESR dà luogo a delle perdite I^2R importanti. Anche se una buona selezione a prioristica dei condensatori può dar luogo ad una cernita valida per i componenti, il progettista deve ben considerare le perdite di potenza da un punto di vista generale della funzionalità del circuito.

Un'altra importante considerazione, è la possibilità di condurre delle forti correnti

da parte dei condensatori che si vogliono impiegare, e le limitazioni inerenti. Le massime intensità che possono attraversare i condensatori che fanno parte dell'elenco di valori standard che segue, sono 100, oppure 60 o 30 ampére RMS. In alcuni casi, la corrente RMS indicata è un poco più grande di quella limite-pratica. Il valore maggiorato può aver impiego solo per prove veramente al limite, in base alle tavole riportate nella figura 5.23 che indicano i fattori di correzione. Tutti i condensatori che hanno limitazioni del genere sono chiaramente contraddistinti da delle note in calce alla Tavola dei valori standard.

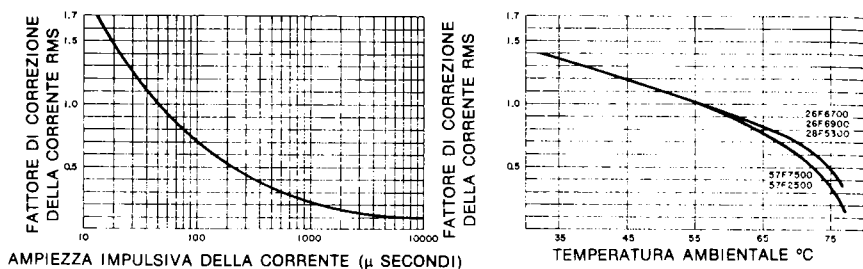



Figura 5.23: Fattore di correzione che deve essere applicato alla corrente (IRMS) per la scarica del condensatore nei tempi più lunghi di 50 microsecondi.

Il valore della corrente RMS nelle specifiche della tavola dei valori standard è basato su degli impulsi dall'ampiezza di 50 microsecondi. La scelta di condensatori che debbano essere impiegati in circuiti che prevedano l'impiego d'impulsi larghi al massimo 50 microsecondi, può essere eseguita direttamente in base ai valori esposti, se si conosce la capacità necessaria, la tensione, la corrente RMS e la temperatura ambientale. Per circuiti che prevedano l'impiego di impulsi diversi da 50 microsecondi, si può procedere secondo l'esempio riportato di seguito:

Larghezza dell'impulso inferiore a 50 μsec. Dati:

Capacità:	5 μF
Tensione:	60 VCA RMS, onda sinusoidale à 16,6 KHz.
Temperatura ambientale:	65°C.
A. Calcolo della tensione di picco:	$65 \times \sqrt{2} = 92$V.
B. Calcolo della corrente RMS:	2π. FC V RMS
	$= 2\pi \times 16.600 \times 5 \times 10^{-6} \times 60$
	$= 31,3$A.
C. Larghezza dell'impulso	= 30 μsec.

D. Il modello 26F6745FC alla temperatura di 55°C ha un valore di corrente massimo di 34A. Impiegando le figure 5.23 e 5.23.1 si vede che il valore corretto per 65° e 30 μsec è 32,6 ampére, buono per l'applicazione di cui sopra. Il modello 97F8562FC ha un valore indicato di 87A che diviene 78A, una volta corretto: poiché si tratta di un condensatore dal piccolo ingombro, dal prezzo non elevato, la corrente detta va ritenuta molto valida.

Condensatori per applicazioni con gli SCR nella commutazione

Dielettrico, tipo	Caratteristiche riportate sulla targhetta			Dimensioni in pollici			Corrente RMS+ a 55°C (Ampère)
	Tensione di picco, V*	μf	Numero di catalogo	Larghezza	Profondità	Altezza del contenitore	
Polipropilene /carta	500	2	26F6905FC	2.16	1.31	2.62	9
	500	3	26F6906FC	2.16	1.31	3.50	12
	500	5	26F6907FC	2.16	1.31	4.25	20
	500	10	26F6908FC	2.91	1.91	4.25	32
	500	20	26F6909FC	2.91	1.91	6.25	59
	500	30	26F6910FC	3.66	1.97	7.25	85*
	500	40	26F6911FC	4.56	2.84	5.88	100*
	500	50	26F6912FC	4.56	2.84	6.25	121*
Film plastico /carta	600	1	26F6913FC	2.16	1.31	2.62	6
	600	2	26F6914FC	2.16	1.31	2.62	10
	600	5	26F6915FC	2.16	1.31	4.75	21
	600	10	26F6916FC	2.91	1.91	4.75	35
	600	20	26F6917FC	3.66	1.97	6.25	59
	600	30	26F6918FC	4.56	2.84	6.25	92*
	600	40	26F6919FC	4.56	2.84	7.25	119*
	600	50	26F6920FC	4.56	2.84	9.00	145*
Film plastico /carta	800	1	26F6921FC	2.16	1.31	2.62	7
	800	2	26F6922FC	2.16	1.31	3.50	12
	800	5	26F6923FC	2.91	1.91	4.50	24
	800	10	26F6924FC	2.91	1.91	7.25	43
	800	20	26F6925FC	4.56	2.84	6.25	75*
	800	25	26F6926FC	4.56	2.84	7.25	89*
	800	30	26F6927FC	4.56	2.84	8.00	106*
Film plastico /carta	1000	1	26F6769FC	2.16	1.31	3.50	7
	1000	2	26F6732FC	2.16	1.31	4.25	13
	1000	5	26F6734FC	2.91	1.91	4.75	25
	1000	10	26F6735FC	3.66	1.97	6.25	45
	1000	20	26F6770FC	4.56	2.84	7.25	79*
Film plastico /carta	1500	5	26F6771FC	2.16	1.31	3.50	5
	1500	1	26F6742FC	2.16	1.31	4.25	9
	1500	2	26F6743FC	2.91	1.91	4.25	15
	1500	5	26F6745FC	3.66	1.97	7.25	34
	1500	10	26F6746FC	4.56	2.84	7.25	58
Film plastico	350	1	97F8560FC	2.16	1.31	2.88	28
	350	2	97F8511FC	2.16	1.31	2.88	47
	350	3	97F8561FC	2.16	1.31	3.88	63*
	350	5	97F8562FC	2.91	1.91	2.62	87*
	350	10	97F8563FC	2.91	1.91	4.75	149*
	350	10	97F8540FC	2.91	1.91	4.75	158**
	350	15	97F8515FC	2.91	1.91	5.75	214*
	350	15	97F8541FC	2.91	1.91	6.25	223**
	350	20	97F8516FC	3.66	1.97	5.75	271*
	350	20	97F8542FC	3.66	1.97	6.00	278**
Film plastico	600	1	97F8564FC	2.16	1.31	3.88	34
	600	2	97F8518FC	2.16	1.31	4.75	60
	600	3	97F8565FC	2.91	1.91	3.88	75*
	600	5	97F8520FC	2.91	1.91	4.75	112*
	600	5	97F8543FC	2.91	1.91	5.25	118**
	600	10	97F8521FC	3.66	1.97	6.25	198*
	600	10	97F8544FC	3.66	1.97	6.75	207**
Film plastico	800	1.0	97F8522FC	2.16	1.31	3.88	38
	800	2.0	97F8566FC	2.91	1.91	3.88	61*
	800	3.0	97F8567FC	2.91	1.91	4.50	81*
	800	5.0	97F8525FC	2.91	1.91	6.25	129*
	800	5.0	97F8545FC	2.91	1.91	6.75	134**
	800	10.0	97F8526FC	4.56	2.84	5.18	218*
	800	10.0	97F8546FC	4.56	2.84	5.88	234**
Poliestere metallizzato	250	25	97F7502FC	2.69	1.56	3.12	21
	250	50	97F7503FC	2.69	1.56	3.12	36***
	250	100	97F7504FC	3.66	1.97	3.12	58***
	250	125	97F7505FC	3.66	1.97	3.88	73***
	250	150	97F7500FC	3.66	1.97	4.25	83***
Carta	1000	.10	28F5341	1.31	.75	1.38	1.3
	1000	.25	28F5342	1.31	.75	1.62	2.3
	1000	.50	28F5343	1.31	.75	2.50	4.0
	1000	1.00	28F5344	2.16	1.31	2.12	6.3
	1000	2.00	28F5345	2.16	1.31	2.88	10.6
Carta	2000	.05	28F5346	1.31	.75	1.38	0.9
	2000	.10	28F5347	1.31	.75	2.00	1.6
	2000	.25	28F5348	2.16	1.31	2.12	3.2
	2000	.50	28F5349	2.16	1.31	2.38	5.0
	2000	1.00	28F5350	2.16	1.31	4.50	9.0

\+ Caratteristica basata su di un impulso dall'ampiezza di 50 microsecondi.
* La cifra è data solo in funzione di resistenza momentanea ai sovraccarichi. In nessun caso il condensatore deve lavorare a correnti maggiori di 60A RMS
** Come sopra, ma elevando il valore di lavoro da 60A a 100.
*** Come sopra ma diminuendo il valore di lavoro da 60A a 30.

SPECIFICHE DI PROGETTO

Per ottenere il condensatore opportunamente previsto è sommamente importante che il progettista del circuito esegua uno schizzo dettagliato delle curve di tensione e corrente sulla base del tempo. Gli schizzi possono essere compresi negli spazi lasciati in bianco in calce e dovranno riportare i valori specifici di tensione, corrente e tempo nel ciclo completo.

Informazioni primarie

Riferimento N° ______

1. Capacità richiesta: ______ Tolleranza (se inferiore al +/– 10%)
2. Tensione da picco a picco: ______ Tensione RMS: ______
3. Corrente di picco: ______ Corrente RMS: ______
4. Cicli al secondo: ______ "Duty cycle" (tempo di "ON" – tempo di "OF"): ______
5. Temperatura ambientale ______ Massimo ______ Minimo ______
6. Tempo di scarica del condensatore: ______
7. Schizzi relativi alle forme d'onda delle tensioni e delle correnti sulla base del tempo.
   (Riportati in calce)

+

0 V Tempo

+

Corrente 0 Tempo

Informazioni secondarie

8. Vita operativa desiderata: ______ (totale cicli)
   ______ (totale ore)
9. Campioni desiderati (quanti): ______
   (quando necessitano) ______
10. Impiego potenziale ______
11. Misure-limite ______
12. Sistema di montaggio previsto ______
13. Specifiche particolari (se ve ne sono) ______
14. Condizioni ambientali insolite ______
    (polvere, fumi, chimici, umidità, corrosione, ecc.)
15. Altre necessità particolari ______
    (elevata altitudine, contraccolpi, vibrazioni, ecc.)
16. Raffreddamento disponibile ______
    (aletta, radiatore, aria forzata, ecc.).

BIBLIOGRAFIA

1. D. E. Piccone and I. S. Somos, "Are You Confused by High di/dt SCR Rating?", The Electronic Engineer, January 1969, Vol. 28, No. 1.
2. Application Note 200.28, "The Rating of SCR's When Switching Into High Currents," N. Mapham, May 1963.
3. S. J. Wu, "Analysis and Design of Optimized Snubber Circuits for dv/dt Protection in Power Thyristor Applications" presented at IEEE IGA Conference, October 1970. Available from General Electric Publication 660.24.
4. GE Capacitor Catalog CPD #200.
5. J. M. Reschovsky, "Design of Trigger Circuits for Power SCR's," GE Application Note 200.54, February 1970.

CAPITOLO 6

FUNZIONAMENTO CON LA CONNESSIONE SERIE E PARALLELO

Fin dall'introduzione dello SCR nel 1957, le possibilità di controllo della potenza del dispositivo sono sempre state migliorate con il perfezionamento delle prestazioni dinamiche. Odiernamente, sono disponibili degli SCR che hanno una caratteristica di blocco in tensione di 5.000V e che possono sopportare correnti di 2.000A RMS. La possibilità di controllare potenze molto elevate, da parte degli SCR, è limitata comunque dalla necessità d'impiegare dei wafer di silicio sempre più grandi, dai metodi d'incapsulazione e dalle tecniche di raffreddamento. Ciò detto, vi sono numerose applicazioni nelle quali gli SCR non possono ancora essere impiegati, come i terminali di linee di trasmissione HVDC ed i sistemi nei quali si verificano dei grandi transistori ripidi che impongono delle condizioni di funzionamento delicate a tensioni elevatissime, e, oppure a correnti estremamente forti. Quando però un solo SCR non sopporta i valori in gioco, è possibile superare molte difficoltà, collegando o in serie o in parallelo diversi elementi che, assieme, possano soddisfare le necessità dei sistemi d'impiego.

Quando gli SCR sono collegati in serie, per ottenere un funzionamento a tensione molto elevata, è necessario suddividere esattamente i valori di tensione tra gli elementi sia nello stato di riposo che durante il lavoro. Si deve tener ben conto delle limitazioni imposte dai rapporti di/dt e dv/dt, e ci si deve accertare che i valori massimi non possano essere mai superati. Quando gli SCR sono collegati in parallelo per ottenere il controllo di correnti più elevate, serve l'equalizzazione delle correnti dirette, sia durante l'intervallo dell'innesco che lo stato di conduzione; ciò si ottiene appaiando esattamente le caratteristiche dirette degli elementi, o impiegando delle tecniche esterne di parzializzazione forzata.

Nel campo dei triac collegati in serie ed in parallelo non sono state fatte molte ricerche, anche perchè le basi di lavoro sono le medesime che s'impiegano nel campo degli SCR. Oggi, i triac sono più che altro impiegati negli apparecchi «consumer» (casalinghi, giocattoli, sistemi luminosi, decorativi, o per piccole macchine) o nei controlli di luci per impiego industriale, nei quali il basso costo dei circuiti di trigger e dei circuiti di controllo è un fattore molto importante.

Quando vi sono in gioco tensioni molto alte, e livelli di intensità elevati, le applicazioni ricadonò nel campo dell'industria. Negli ultimi casi detti, in genere, si preferisce impiegare delle coppie di SCR rispetto ai triac connesse in antiparallelo. Queste ultime si sono dimostrate più adatte per commutare dei valori alternati elevati.

6.1 - Funzionamento degli SCR collegati in serie

Quando un tale circuito presenta delle tensioni che superano quelle controllabili da un singolo SCR, s'impiega una combinazione di SCR posti in serie, ed allora sono necessarie alcune precauzioni, durante il progetto, che saranno esposte di seguito. Tali precauzioni, tendono più che altro all'equilibratura dei valori di tensione, sia diretti che inversi, tra i singoli SCR, sia nello stato di riposo che durante il funzionamento attivo e nei transistori. A causa delle differenze nelle correnti di blocco, nei tempi di ritardo, nei valori di caduta delle tensioni dirette, e di quelli del recupero inverso che si riscontrano nei vari SCR, occorrono dei sistemi di equalizzazione esterni e si devono prendere delle particolari precuzioni nel progettarei circuiti che pilotano i gate.

6.1.1 - LA NECESSITÀ DI SISTEMI DI EQUALIZZAZIONE

Nella figura 6.1, si vede una doppia curva ipotetica di tensione/corrente, relativa ad una coppia di SCR presi a caso. Se i due SCR sono connessi direttamente in serie, si può ipotizzare che la tensione totale diretta di blocco, sia doppia, rispetto ad un elemento singolo (V_2). Occorre però invece un sistema di equalizzazione forzata per ottenere che la tensione totale di picco giunga a circa ($V_1 + V_2$) senza che il valore sullo SCR_2 superi il valore $V_{(BO)2}$ con effetti distruttivi.

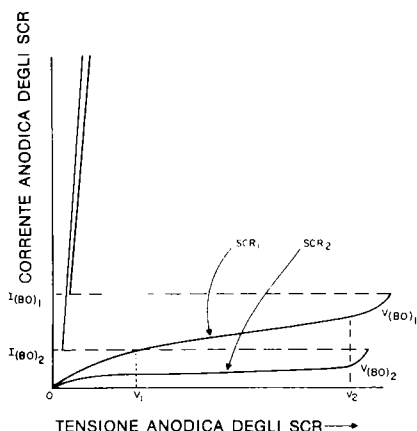



Figura 6.1: Curve caratteristiche di SCR.

La figura 6.2 mostra, schematicamente, i sei stadi che intervengono in alcuni SCR scelti casualmente e posti in serie, senza equalizzazione forzata. Si vede che le impedenze individuali equivalenti mutano continuamente con la connessione in serie degli SCR, quando vi è un cambiamento da uno stato all'altro.

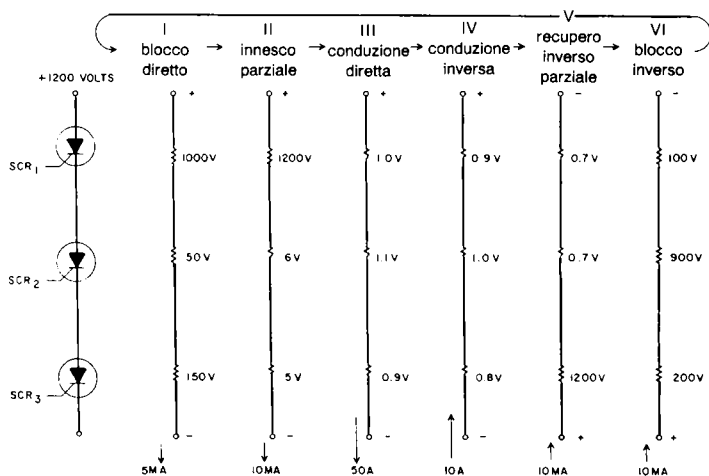



Figura 6.2: Possibili stati operativi di una serie di SCR scelti a caso, non preselezionati.

Durante lo stato di blocco diretto ed inverso (I e VI) la differenza nelle caratteristiche di blocco da luogo a tensioni proporzionali diverse. Una situazione del genere può essere pericolosa per uno SCR che ha la corrente di blocco inerente più bassa, perchè provoca l'apparizione di una tensione troppo elevata ai capi di tale SCR nello stato di blocco. Per equalizzare le tensioni, è necessario perlomeno collegare delle resistenze di shunt, in parallelo a ciascuno SCR.

Gli stati di conduzione (III e IV) non presentano problemi di equalizzazione dei valori di tensione.

Gli stati II e V presentano delle tensioni transitorie sbilanciate che si evidenziano nelle condizioni d'innesco e di recupero inverso.

Nello stato II, il tempo di ritardo di uno SCR, è considerevolmente più prolungato rispetto a quello degli altri SCR che fanno parte della serie e di conseguenza, tutta la tensione deve essere sopportata momentaneamente dallo SCR che commuta più lentamente. Un metodo che può esser impiegato per minimizzare lo sbilanciamento provocato dai tempi di ritardo d'innesco ineguali, è pilotare i gate con impulsi ampi dal

tempo di salita brevissimo; in tal modo il ritardo è effettivamente diminuito. Lo stato V deriva dal fatto, che in una serie di SCR scelti a caso, non tutti gli elementi recuperano nello stesso istante. Il primo semiconduttore che recupera il blocco inverso deve sopportare tutta la tensione. Per equalizzare la tensione durante questo periodo, si deve collegare un condensatore in parallelo a ciascuno SCR. Se l'impedenza del condensatore è abbastanza limitata, e, oppure la costante di tempo è scelta opportunamente, la crescita della tensione sullo SCR più veloce è limitata, sino a che anche il più lento recupera. Questo metodo di protezione serve anche per minimizzare le condizioni indesiderabili che si verificano nello stato II.

Sintetizzando, gli stati III e IV non presentano problemi di equalizzazione. Per gli stati I e VI servono le resistenze di equalizzazione. Per gli stati II e V occorrono i condensatori di equalizzazione. Un pilotaggio elevato per i gate riduce le ineguaglianze durante lo stato II.

I condensatori, mentre servono bene per l'equalizzazione dei transitori di tensione, d'altro canto producono delle correnti di commutazione più elevate negli SCR al momento dell'innesco[1,2]. Le correnti di commutazione possono essere limitate tramite delle resistenze di smorzamento collegate in parallelo a ciascun condensatore. Sebbene sia desiderabile, avere un valore elevato di R, quindi un valore ridotto di C per limitare la dissipazione nel circuito RC, i valori delle resistenze di smorzamento devono essere mantenute ad un livello ragionevolmente basso per non ridurre la efficacia dei condensatori nell'equalizzare le tensioni durante l'intervallo di recupero inverso. In più dei valori piuttosto bassi per le resistenze di smorzamento, impediscono una crescita eccessiva della tensione che si deve alla caduta IR durante il flusso della corrente inversa di recupero nei sistemi in serie, dopo che il primo SCR ha recuperato. La figura 6.3 mostra lo schema dell'equalizzatore di tensione descritto.

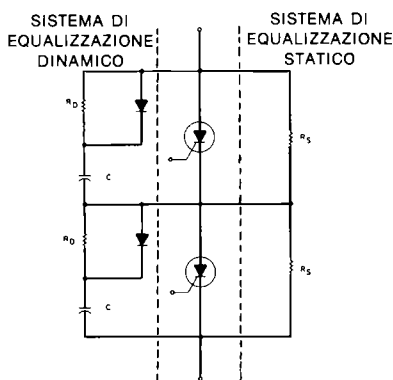



Figura 6.3: Sistema di equalizzazione per un collegamento-serie.

È possibile collegare dei diodi in parallelo alle resistenze di smorzamento R_D per migliorare l'efficacia dei condensatori nel prevenire degli inneschi parassitari dovuti ad un eccessivo rapporto di crescita nella tensione diretta degli SCR. A prevenire dei fenomeni di "ringing"è possibile collegare dei piccoli valori resistivi in serie ai diodi.

Per precauzione tali diodi devono essere del tipo dal recupero non troppo rapido, altrimenti, con un "recovery" brusco, si può avere un effetto inverso: picchi transitori di tensione elevata e funzionamento tutto sommato peggiore del circuito RC.

6.1.2 - IL PROGETTO DEI SISTEMI EQUALIZZATORI

6.1.2.1 - Sistema equalizzatore statico

Qualunque sia il gruppo di SCR scelti casualmente, vi sarà una data gamma di tensioni dirette e di correnti di blocco inverso, con delle condizioni circuitali stabilite. Naturalmente, gli SCR che hanno una bassa corrente propria di blocco assumeranno una notevole porzione della tensione di blocco nello stato di riposo, rispetto agli altri che hanno correnti più elevate, una volta connessi in serie. Se la gamma di corrente di blocco è definita come la $I_b(max) - I_b(min) = \Delta I_b$, si vede che il massimo sbilanciamento della tensione di blocco per uno SCR inserito in una serie, interviene quando l'elemento ha la corrente di blocco che vale la $I_b(min)$ e tutti gli altri hanno la $I_b(max)$. La figura 6.4 mostra proprio questo caso.

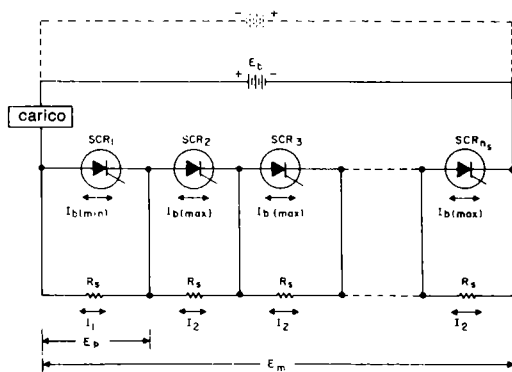



Figura 6.4: Impiego di resistenze di shunt per equilibrare la tensione di blocco in una serie di SCR.

Si consideri la E_p come la massima tensione di blocco che si può considerare ai capi di ciascuno SCR. Tramite la valutazione $I_1 > I_2$ si avrà:

$$E_p = I_1 R_s$$

O inoltre:

$$E_m = E_p + (n_s - 1) R_s I_2$$

ove:

E_m = tensione di picco di blocco dell'intera serie
n_s = numero degli SCR facenti parte della serie
$I_2 = I_1 - \Delta I_b$
$E_m = E_p + (n_s - 1) R_s (I_1 - \Delta I_b)$
$= n_s E_p - (n_s - 1) R_s \Delta I_b$

ora:

$$R_s \leqq \frac{n_s E_p - E_m}{(n_s - 1) \Delta I_b} \qquad (6.2)$$

In generale, il costruttore indica solo la massima corrente di blocco per un particolare SCR. Se si vuole essere prudenziali, la $I_b(min)$ deve essere assunta come avente un valore zero. In tal modo, il valore necessario per la R_s diviene:

$$R_s \leqq \frac{n_s E_p - E_m}{(n_s - 1) I_b(max)} \qquad (6.3)$$

Le resistenze di equalizzazione rappresentano degli elementi che consumano potenza, quindi è necessario impiegare degli elementi dal maggiore valore possibile. In un dato gruppo di SCR vi sono buone probabilità di sceglierne una a caso che abbia una ΔI_b considerevolmente inferiore alla $I_b(max)$. Per tale ragione, si raccomanda di valutare la ΔI_b. Quando si determina la ΔI_b, è bene misurare la corrente di blocco alla massima temperatura indicata per le giunzioni e la massima tensione di blocco. Una volta che si sia selezionato il gruppo delle ΔI_b, la ΔI_b deve essere provata a 25°C. Per consentire che vi siano delle differenze nelle temperature di lavoro degli SCR, è comunque bene utilizzare un fattore di sicurezza nella ΔI_b durante il progetto dei dispositivi.

Sino a questo punto, non è stato detto nulla circa le considerazioni da fare a proposito delle correnti dirette ed inverse. In genere, i fogli di caratteristiche degli SCR espongono un solo dato per la corrente diretta ed inversa di blocco: quando vi sono delle specifiche per ambedue, usualmente si leggono dei valori eguali.

La figura 6.5 rappresenta un valido ausilio per trovare il valore di resistenza equalizzatrice per le varie tensioni, utile in una serie che può andare sino ad otto SCR. Sulla carta si imposteranno i valori noti di E_m/E_p e si seguirà la curva che indica il numero di SCR che interessa sino a trovare

$$\frac{R_s}{E_m/\Delta I_b}.$$

Una volta che si conosce la E_m e la ΔI_b si può determinare la $R_s(max)$.

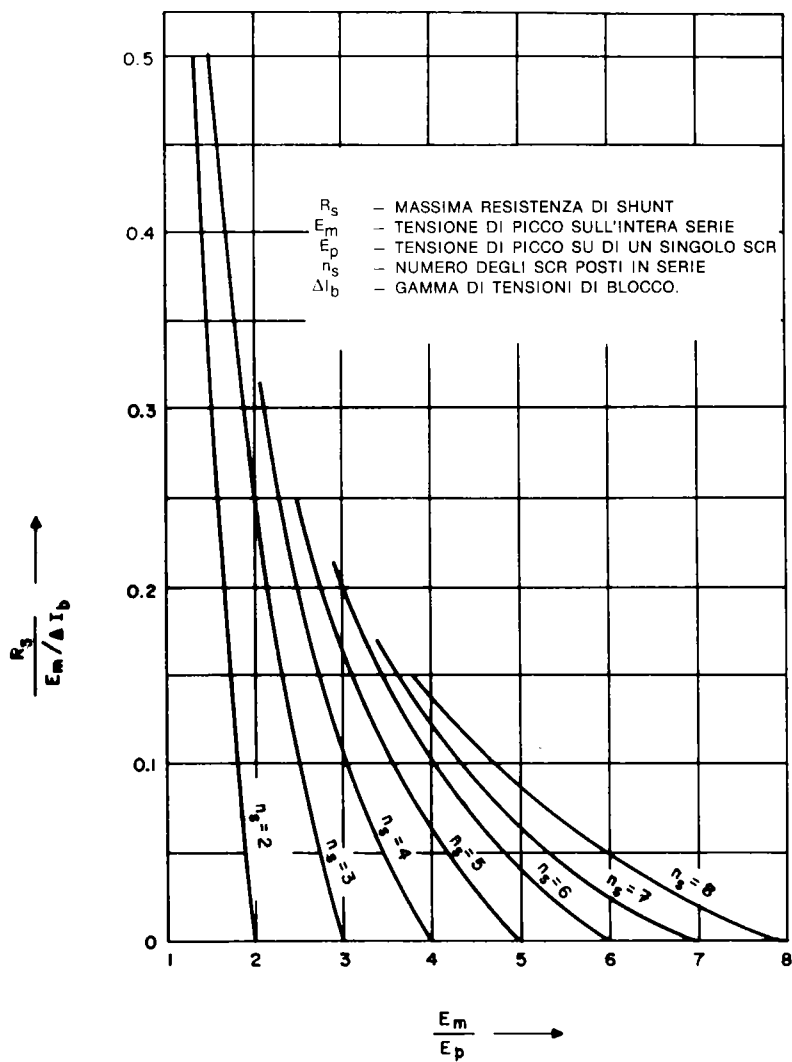
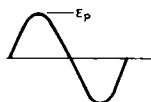
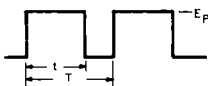



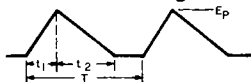
Figura 6.5: Resistenza di equalizzazione delle tensioni per SCR operanti in serie.

Per determinare la potenza (dissipazione) delle resistenze di shunt, si può considerare la resistenza sottoposta al massimo valore di picco. La dissipazione effettiva della resistenza può essere espressa come:

$$P_D = \frac{(E_{RMS})^2}{R_S} \tag{6.4}$$

Per i sistemi di controllo in fase, la massima dissipazione interviene all'angolo di conduzione zero:

$$P_D = \frac{E_P^2}{2\,R_S} \qquad (6.5)$$

E per le applicazioni ad onda quadra:

$$P_D = \frac{E_P^2}{R_S}\left(\frac{t}{T}\right) \qquad (6.6)$$

E per le applicazioni ad onde triangolari:

$$P_D = \frac{E_P^2}{3\,R_S}\left(\frac{t_1 + t_2}{T}\right) \qquad (6.7)$$

6.1.2.2 - Sistemi di equalizzazione dinamica

Come è stato detto in precedenza, per limitare il rapporto di crescita di tensione su di uno SCR, serve un condensatore di shunt. Durante l'intervallo di recupero inverso, tale condensatore serve anche per far circolare la corrente di recupero inverso per gli SCR "lenti" attorno agli SCR che recuperano con molta rapidità. Comunque, il maggior problema di cui abbiamo discusso sino ad ora, nasce dalla differenza nei tempi di recupero nei vari elementi SCR anche marcati nello stesso modo, ed allora conviene spendere un po' di tempo per discutere questa caratteristica[3,4,5].

Nella figura 6.6, sono dettagliate le curve di sue SCR che hanno sensibili differenze nella corrente di recupero. Le differenze sono comprese nell'area tratteggiata (che reca l'indicazione ΔQ).

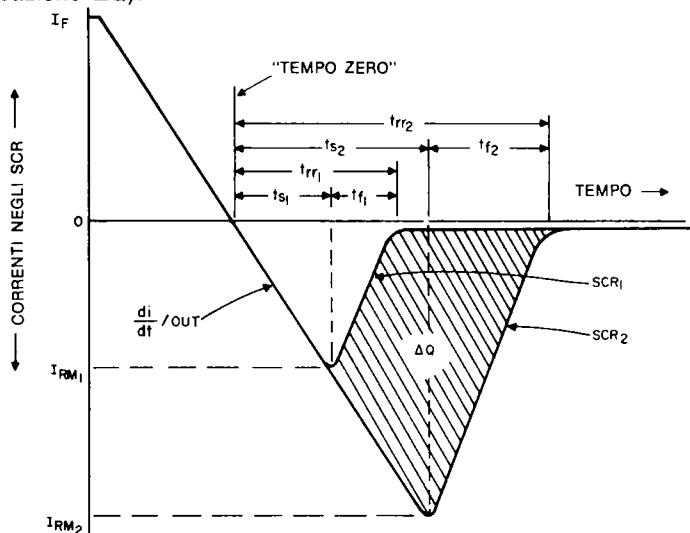



Figura 6.6: Correnti di recupero inverso di due SCR dello stesso tipo ma non preselezionati.

È da notare che la figura 6.6 mostra che $t_{s2} > t_{rr1}$. Ciò non è sempre e necessariamente vero per due SCR scelti a caso. Tuttavia, se si è in presenza di due SCR che rappresentano il caso limite per un dato tipo (come dire il peggior caso possibile nella diseguaglianza del recupero inverso), allora t_{s2} è generalmente più elevato del t_{rr1}. Tale assunto è valido ai fini di una corretta progettazione.

La figura 6.7 mostra le forme d'onda delle correnti e delle tensioni, durante il recupero inverso, per due SCR diseguali connessi in serie, che hanno i condensatori di shunt.

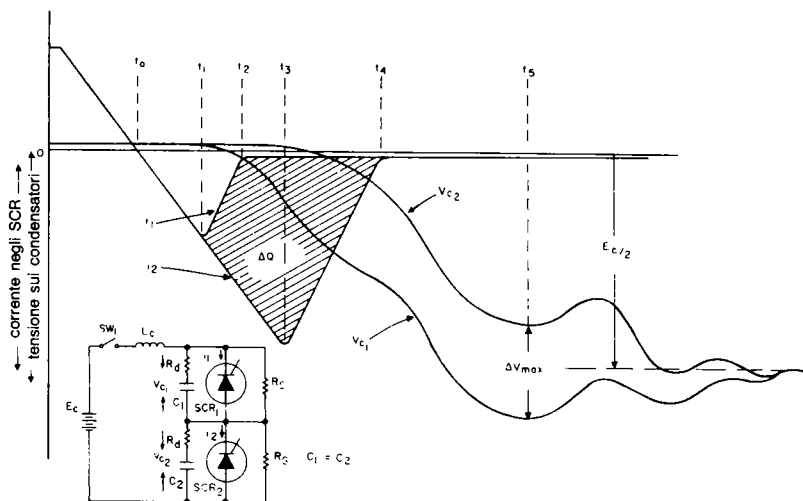



Figura 6.7: Recupero di tensione da parte di condensatori di Shunt non preselezionati per SCR connessi in serie.

Dai tempi t_0 a t_1 ambedue gli SCR presentano una sorta di cortocircuito al flusso della corrente inversa. La corrente inversa è applicata con un rapporto che è determinato dalla tensione di commutazione E_c e dalla reattanza di commutazione del circuito L_c. Durante il periodo di tempo che va da t_1 a t_2, il condensatore C_1 inizia a caricarsi visto che lo SCR_1 principia a riguadagnare la capacità di blocco. La rapidità di carica del C_1 aumenta durante questo intervallo, quando la corrente nello SCR è al termine. Dal tempo t_2 al t_3, lo SCR_1 ha recuperato completamente. La tensione ed il rapporto di carica del C_1 aumentano ancora a causa della corrente inversa che aumenta a sua volta nello SCR_2. Al tempo t_3, lo SCR_2 inizia a recuperare, quindi la corrente nell'elemento inizia a calare riducendo il rapporto di carica del C_1. Il C_2 inizia a caricarsi non appena lo SCR_2 comincia a riguadagnare la sua capacità di blocco. Nel

tempo t_4, ambedue gli SCR hanno recuperato completamente, quindi la corrente circola solo nei condensatori. Ciò significa che al tempo t_4, l'andamento delle due curve di tensione deve essere identico. Oltre il tempo t_4, il comportamento del circuito è quello di un semplice sistema LRC (C è rappresentato dalla combinazione in serie di n condensatori). A causa della differenza nel tempo di recupero degli SCR, i condensatori di shunt, quando sono caricati al valore di picco non hanno la stessa carica. La massima differenza nella tensione è indicata come ΔV_{max}. La ΔV_{max} può essere semplicemente rappresentata da:

$$\Delta V_{max} = \frac{\Delta Q_{max}}{C_x} \qquad (6.8$$

$$x = 1, 2, 3 \dots n$$

Per il blocco inverso in condizioni di riposo, le resistenze di shunt contribuiscono a portare la tensione al livello previsto in sede di progetto. Nella figura 6.7, la differenza di tensione tra i due condensatori di shunt varia dalla ΔV_{max} al t_5 al valore determinato dalle resistenze di shunt ad un certo tempo che segue il t_5. Assumendo che queste resistenze contribuiscano a situare una tensione inversa perfetta nello stato di riposo, la ΔV dopo il t_5 può essere rappresentata da:

$$\Delta V = \Delta V_{max} \ \varepsilon - [t/R_s C] \qquad (6.9)$$

(tempo zero al t_5)

La peggior combinazione delle caratteristiche di recupero per una serie di SCR è che un elemento recuperi velocemente e tutti gli altri in modo più lento. In questa situazione la tensione di picco sui condensatori di shunt sono le seguenti:

$$V_C \text{ (SCR veloce)} = (1/n_s) \, [E_C + (n_s - 1) \, \Delta V_{max}] \qquad (6.10)$$

$$V_C \text{ (SCR lento)} = (1/n_s) \, (E_C - \Delta V_{max})$$

Impiegando le equazioni (6.8) e (6.10) e situando la V_C (SCR veloce) come uguale alla E_p, si ha:

$$C \geqq \frac{(n_s - 1)\Delta Q_{max}}{n_s E_p - E_C} \qquad (6.11)$$

Ci si può chiedere: "Questa relazione per il C va molto bene, ma come si può trovare la ΔQ_{max} per un dato tipo di SCR?". Segue una tavola della diffusione tipica della ΔQ per alcuni modelli di SCR General Electric.

SCR	MODELLI ANALOGHI	ΔQmax μCoulombs
C35	C36, C37, C38, C40	1
C137	C136	2
C139	C144	1
C140	C141	0,5
C150	C350	30
C154	C155, C354, C355	18
C158	C358	22
C180	C380	45
C185	C385	20
C280	C281, C282, C283, C284	400
C290	C291, C600	340
C398	C387, C388, C397	40
C501	C601	400
C602		400

Tavola 6.1: Differenze tipiche nel recupero della carica $T_J = 125°C$ $di/dt = 10A/\mu s$.

La carica di recupero inverso, è funzione sia del progetto del dispositivo, che delle condizioni di commutazione del circuito. Variando le condizioni di commutazione, come ad esempio l'ampiezza della corrente di conduzione diretta, l'induttanza del circuito, o la temperatura, la carica di recupero varia di pari passo. Il valore della ΔQ mostrata nella tavola 6.1 è stabilito per la corrente diretta indicata, ad una temperatura di giunzione stabilita e con una corrente inversa di 10A/μsecondo. Per informazioni più dettagliate e specifiche, il lettore può riferirsi ai "data sheet" che accompagnano i vari SCR. Per i modelli General Electric, la numerazione degli "sheet" è riportata nel Capitolo 22.

È da notare che sino a questo punto, si è parlato della tensione sui condensatori assumendo tacitamente che tale tensione fosse quella presente ai capi degli SCR. In pratica ciò non è esattamente vero, di solito. Come si vede nella figura 6.8, vi è quasi sempre una certa induttanza parassitaria tra condensatore ed SCR.

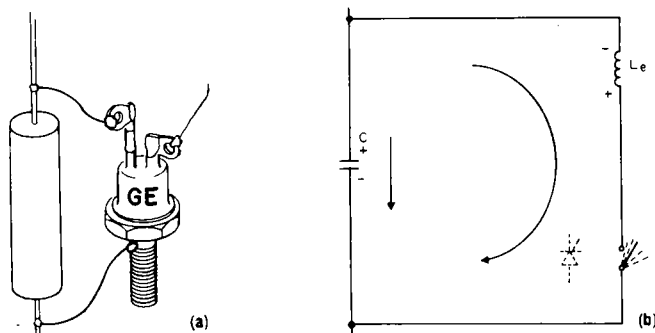



Figura 6.8: Induttanza parassitaria introdotta dal condensatore di shunt.

Durante il periodo t_f (figura 6.8), la corrente, muta in modo tale da produrre un valore di tensione nell'induttanza, come si vede. L'induttanza è realizzata dai valori intrinsechi dei collegamenti, dall'induttanza spuria del condensatore e da quella inerente allo SCR. Non è facile quantificarla; si può dire che sia 1 μH in un circuito tipico, o che abbia valori analoghi. La tensione indotta, come si vede, è rappresentata da un valore inverso addizionale, che si presenta allo SCR. Durante il tempo t_f la corrente può variare con un rapporto di 200A per microsecondo, quando le condizioni di commutazione sono severe. In tal modo, si ha una tensione inversa aggiunta di ben 200V che si presenta allo SCR. Non è certo quindi mai abbastanza raccomandato il minimizzare per quanto possibile questo tipo di induttanza parassita. Per tale ragione, si suggerisce l'impiego dei condensatori specialmente studiati dalla GE per l'impiego nei circuiti di commutazione basati sugli SCR.

Siccome il condensatore di shunt si scarica sullo SCR durante l'innesco, è necessario collegare un piccolo valore resistivo in serie con il condensatore. Il valore resistivo va scelto in modo tale da limitare la corrente di scarica sicchè rientri nel limite dell'intensità d'innesco previsto per il particolare SCR. In genere, i valori di resistenza impiegati vanno da 5 a 50 Ohm. Le resistenze, oltre a limitare la corrente di scarica, servono anche per spegnere delle eventuali oscillazioni RF che possono intervenire a causa dell'interazione tra il condensatore e l'induttanza del circuito. Va sempre rammentato che, anche se le resistenze devono essere abbastanza grandi per limitare la corrente di "turn-on", e la di/dt, non devono poi essere talmente importanti da annullare l'effetto dei condensatori di shunt, o da stabilire una tensione eccessivamente elevata durante il flusso della corrente di recupero che le attraversa.

Analiticamente, il valore delle resistenze dette può essere stimato con la formula che segue:

$$R_D = K\, C/L \qquad (6.12)$$

ove, K è funzione della sovratenzione permessa e dei parametri del circuito[3]; dei valori tipici vanno da 1,25 ad 1,5.

I metodi per progettare e scegliere adeguatamente le resistenze di smorzamento sono trattati nel Capitolo 6 Volume 2.

6.1.2.3 - Altri sistemi per equalizzare le tensioni

Il circuito visto nella figura 6.3 consente di parzializzare la tensione diretta e di blocco inverso in tutte o quasi le condizioni. Vi sono però delle applicazioni nelle quali l'incremento nelle perdite del blocco dovuto all'effetto delle resistenze equalizzatrici non può essere ammessa, come ad esempio avviene nei modulatori a commutazione SCR per radar, ed in questi casi la ripartizione delle tensioni può essere ottenuta otti-

mamente sostituendo tutto il sistema di shunt per ciascuno SCR con un diodo a valanga controllata al silicio, come si vede nella figura 6.9(a). Se si sceglie correttamente la massima tensione di valanga, la corrente totale di blocco diretto tramite il circuito deve essere appena più alta della massima corrente di blocco del peggiore SCR. La massima tensione di valanga del rettificatore di shunt può essere eguale, o leggermente minore di quella "breakover" dello SCR che si legge nelle specifiche.

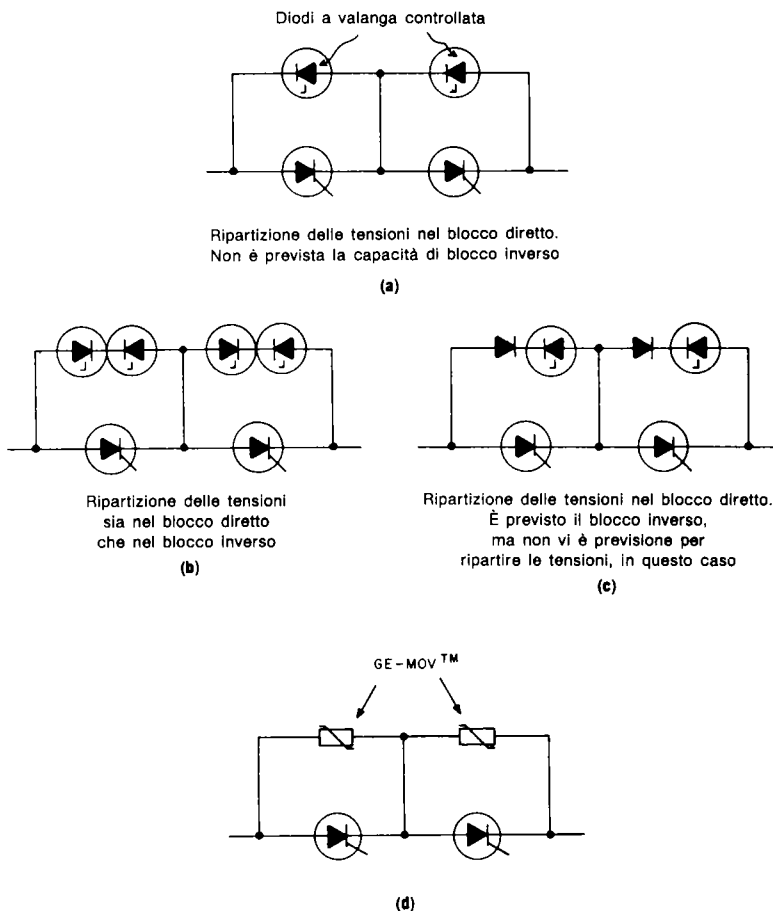



Figura 6.9: Sistemi di equalizzazione per SCR collegati in serie, che utilizzano dei diodi a valanga controllata e dei varistori ad ossido.

La minima tensione di valanga deve essere più elevata della E_m/n_s quando è misurata alla temperatura minima di funzionamento del rettificatore. Per ottenere una ottima equalizzazione, è desiderabile avere le più strette tolleranze possibili nella

tensione di valanga dei rettificatori shunt. Quando una serie deve bloccare una notevole tensione sia inversa che diretta, si devono impiegare dei rettificatori connessi come si vede nella figura 6.9(b), invece che degli elementi singoli. Nel caso che le necessità di blocco inverso non siano troppo severe, si può ottenere una certa facoltà di blocco impiegando dei rettificatori a valanga controllata e dei convenzionali rettificatori al silicio connessi come si vede nella figura 6.9(c).

La figura 6.9(d) mostra il sistema di shunt che impiega i "MOV^{tm}" della GE, che sono particolari elementi atti a tosare nettamente la tensione sia nella direzione diretta che inversa. I MOV^{tm} rimpiazzano dal punto di vista funzionale due diodi a valanga collegati in serie. Per ulteriori informazioni sui MOV^{tm} GE, il lettore è pregato di riferirsi al Capitolo 6 Volume 2.

6.1.3 - L'APPLICAZIONE DEL TRIGGER AGLI SCR CHE FUNZIONANO COLLEGATI IN SERIE

Vi sono due metodi principali per dare il trigger agli SCR collegati in serie, sono i seguenti:

1. Il trigger simultaneo.
2. Il trigger "asservito" nel quale uno SCR principale riceve il trigger, ed appena la sua tensione diretta inizia a decadere, vi è un segnale di gate che è applicato dallo SCR sussidiario.

In genere si preferisce il trigger simultaneo di tutti i gates dello SCR. Il trigger asservito, rappresenta un metodo unico per provvedere all'isolamento del gate, ma provoca un certo ritardo tra l'innesco dello SCR principale e quello secondario. Fortunatamente, i condensatori impiegati per l'equalizzazione delle tensioni durante il recupero inverso a loro volta danno lo stesso ritardo (o un ritardo del genere) nella crescita della tensione diretta. Sino a che i condensatori di shunt sono sufficienti per limitare la tensione diretta, mantenendola nei limiti PFV previsti per gli SCR, il trigger tramite gli elementi sussidiari può essere utilizzato con buona sicurezza. Il progettista, comunque, deve tenere ben presenti le necessità di trigger per il gate dello SCR, se sceglie la tecnica dell'innesco asservito; particolarmente, se si deve commutare una corrente anodica che cresce rapidamente.

6.1.3.1 - Trigger simultaneo tramite un trasformatore ad impulsi

Se si prevede l'impiego di un trasformatore ad impulsi, si deve dedicare una speciale attenzione all'isolamento tra gli avvolgimenti. Tale isolamento, deve essere in grado di sopportare una tensione largamente superiore a quella di picco dell'alimentazione.

Le necessità per il trigger possono differire notevolmente da uno SCR all'altro, an-

che dell'identico modello. Per prevenire che un dispositivo caratterizzato da una bassa impedenza per il gate possa shuntare il segnale di trigger in modo da renderlo insufficiente per altri dispositivi che hanno un'impedenza più elevata per il gate, è bene inserire una resistenza su ogni terminale di gate, connessa verso il trasformatore, come le R_g di figura 6.10.

Quando l'energia complessiva disponibile per il trigger è modesta, come nel caso dei sistemi impulsivi d'innesco, è preferibile sostituire le resistenze dette con dei condensatori, sempre inseriti tra gli avvolgimenti ed i gates. I condensatori in serie, tendono ugualmente ad equalizzare la carica che è portata al gate di ciascuno SCR, e l'effetto del carico disuguale è ridotto, pur senza una dissipazione addizionale di energia.

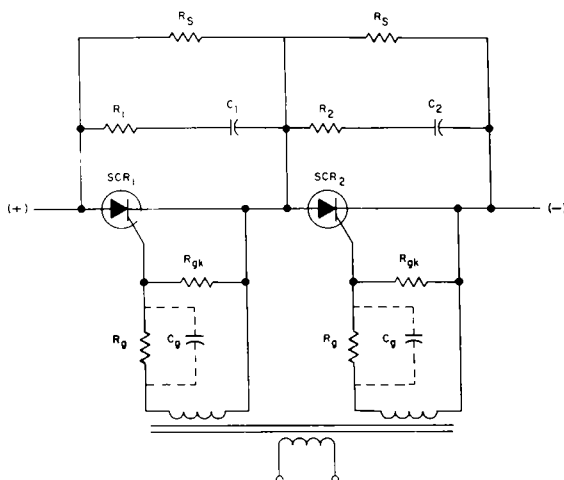



Figura 6.10: Trigger simultaneo di SCR collegati in serie tramite un trasformatore impulsivo.

Quando si utilizzano i condensatori, è necessario adottare delle resistenze, R_{gk}, connesse tra il gate ed il catodo di ciascuno SCR, che servono come sistema di scarica per i condensatori medesimi. Il circuito deve essere calcolato in modo da lasciar passare degli impulsi molto rapidi, preferibilmente ancor più brevi di un µsecondo.

Deve essere ripetuto ancora una volta, e sottolineato, che il trigger al limite basso deve essere evitato. Molti fogli delle caratteristiche degli SCR odierni, mostrano un'area preferita di trigger per il gate. Se, in particolare, si vogliono commutare delle correnti elevate, il tentativo di operare al di sotto dell'area di preferenza può rivelarsi disastroso.

6.1.3.2 - Trigger simultaneo applicato per mezzo della luce

La figura 6.11 mostra un circuito nel quale il trigger simultaneo di un gruppo di SCR collegati in serie è ottenuto per mezzo di LASCR, ciascuno dei quali è inserito sul gate di ciascun SCR. Questo metodo di trigger, offre un isolamento ottimo del circuito pilota, ed anche un innesco veramente simultaneo, se s'impiega una sola sorgente luminosa per eccitare tutti i LASCR. La combinazione in serie di R_1 ed R_2 è calcolata perchè sia eguale alla resistenza di shunt necessaria Rs. La R_2 deve essere piccola, se comparata alla R_1, in modo tale da poter impiegare dei LASCR a bassa tensione. La costante di tempo R_1C_1 deve essere sufficientemente ridotta perchè il C_1 si possa caricare interamente alla tensione predisposta dalla R_2 al momento dell'innesco. La resistenza R_4 limita la corrente di picco del gate. Un sistema assai utile ed interessante per dare il trigger contemporaneo ai LASCR è l'impiego di un tubo flash allo Xeno con l'impiego di un circuito del genere di quello che si vede nella figura 6.12. Il circuito eccitatore, così com'è mostrato, funziona bene nella gamma dei 60-400 Hz. I transistori unigiunzione utilizzati nell'oscillatore a rilassamento erogano degli impulsi d'innesco alternati ai due SCR del tipo C_5. Quando uno dei due C_5 conduce, il relativo condensatore da 0,22 µF si scarica sul primario del trasformatore di trigger ad alta tensione che eroga un impulso di circa 6KV al tubo flash "destro" o "sinistro". Nel momento stesso in cui lo Xeno è ionizzato da questo impulso ad alta tensione, il tubo flash conduce ed emette un forte impulso di luce. Per altri dettagli ed una discussione più approfondita sui LASCR e sugli accoppiatori luminosi, il lettore è pregato di riferirsi al Capitolo 4 Volume 2.

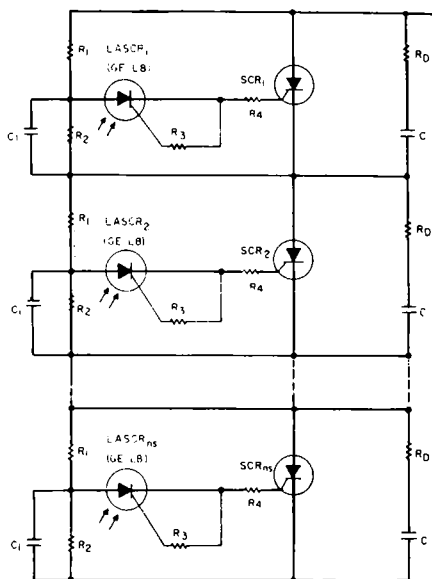



Figura 6.11: Sistema di trigger per SCR posti in serie, ottenuto per via luminosa.

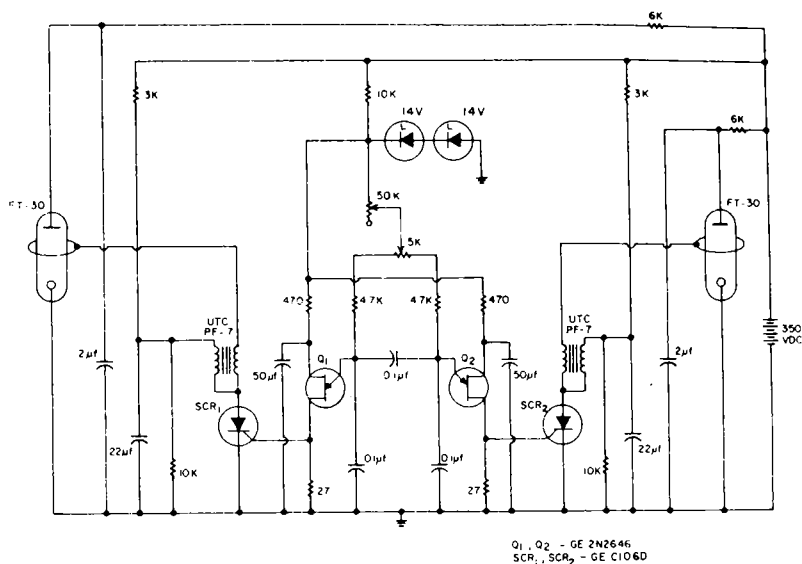



Figura 6.12: Circuito di trigger impiegabile per eccitare per via luminosa una serie di SCR.

6.1.3.3 - Trigger asservito per SCR collegati in serie

Il "trigger asservito" è una tecnica che serve per ottenere l'innesco di più di uno SCR applicando il segnale di eccitazione di un solo SCR[8,9]. Questo sistema, facile da realizzare, ha peraltro una seria limitazione. Invece di avere un vero e proprio innesco simultaneo, si ottiene una conduzione scalare, dimodoché occorre assai più tempo per ottenere l'innesco complessivo, rispetto a quello di un solo SCR. In più, una volta che il primo SCR della serie è innescato, il blocco per l'intera caduta diretta deve essere assicurato dai dispositivi che non sono ancora nello stato di conduzione. Se la tensione diretta di ciascuno SCR supera il valore PFV, è possibile che intervenga un guasto permanente. L'impiego dei condensatori di shunt tende a limitare il rapporto di salita della tensione diretta sullo SCR che deve innescare in successione.

La figura 6.13 illustra la tecnica del trigger asservito. Un sistema equalizzatore della tensione, del tipo precedentemente descritto, è collegato su ciascun SCR. Solo lo SCR_1 è soggetto direttamente al trigger dalla sorgente esterna d'impulsi. Il gate dello SCR_2 riceve il trigger dall'impulso di scarica del condensatore C_1, quando la tensione sullo SCR_1 cala bruscamente dopo l'innesco. Siccome il sistema a resistenza-condensatore di shunt assieme allo SCR forma un ponte completato dallo zener, il circuito di trigger è essenzialmente insensibile alle variazioni cicliche ordinarie ed ai transistori che giungono dall'alimentazione. In diversi casi, il sistema di equalizzazione, ottimizzato con la procedura descritta in precedenza, assicura anche un trigger valido.

I rettificatori CR_2 e CR_3 possono essere posti in parallelo con le resistenze di smorzamento per evitare il trigger spurio causato dalla dv/dt che giunge dall'alimentazione generale.

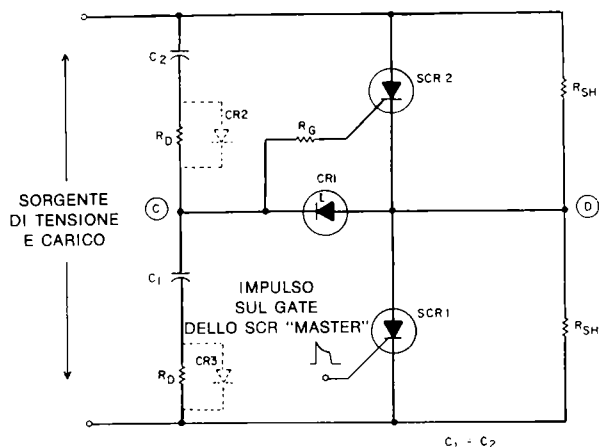



Figura 6.13: Funzionamento in serie di SCR che utilizza l'asservimento.

La minima capacità necessaria per dare un trigger sufficiente al gate in ogni condizione, in via di calcolo può essere ricavata come segue:

$$C_1 \geqq \frac{10}{R_G + \frac{V_{GT(max)}}{I_{GT(max)}}} \ \mu F \qquad (6.13)$$

e

$$R_G \approx \frac{(V_Z/2{,}7) - V_{GT(max)}}{I_{GT(max)}} \ ohm \qquad (6.14)$$

ove: V_Z = tensione nominale di conduzione dello zener CR_1 (V).

$I_{GT\,(max)}$ = massima corrente di trigger per il gate, atta a produrre l'innesco in qualunque condizione circuitale (mA).

$V_{GT(max)}$ = massima tensione di gate per ottenere il trigger alla $I_{GT(max)}$

È necessario che i punti C e D della figura 6-13 siano bilanciati al massimo. Ciò per prevenire il flusso di corrente nel ponte dovuto alle variazioni cicliche o transitorie della tensione d'alimentazione. In relazione alla direzione di sbilanciamento, una corrente positiva del gate nello SCR_2 può essere conseguenza di una diminuzione o di un aumento della tensione d'alimentazione. La tecnica di trigger asservito che si è vista nella figura 6-13 è espandibile anche a più di due SCR posti in serie.

La figura 6-14 mostra un altro metodo per mettere in opera la tecnica del trigger asservito per gli SCR. I condensatori C_1, C_2, ... C_n servono a due funzioni, in questo tipo di circuito. Prima di tutto servono per equalizzare le tensioni transistorie, ed in secondo luogo erogano la corrente d'innesco per il trigger asservito. Quando lo SCR_1

è sottoposto all'impulso d'innesco, inizia la scarica del C_1 tramite il gate dello SCR_2, e si ha il trigger dello SCR_2 detto. Non appena lo SCR_2 innesca, il condensatore C_2 inizia a scaricarsi tramite il gate dello SCR_3, ed il funzionamento procede identico. Le resistenze R_1, R_2, ... R_{n-1} limitano le correnti dei gate. L'induttanza L limita la di/dt dello SCR_n. La figura 6-15 mostra la sovratensione che ci si può attendere ai capi di ciascuno SCR durante l'intervallo d'innesco, quando s'impiega il trigger asservito. La sovratensione è una percentuale della E_p.

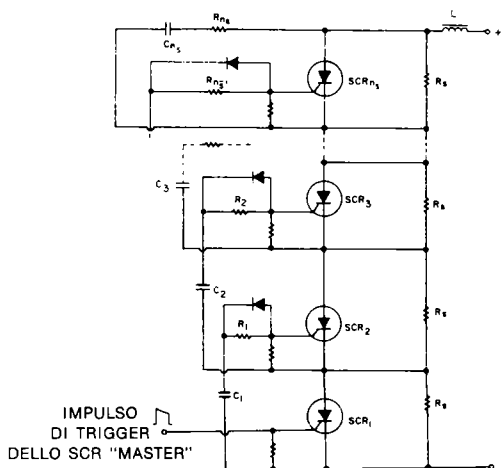



Figura 6-14: Trigger asservito per SCR collegati in serie.

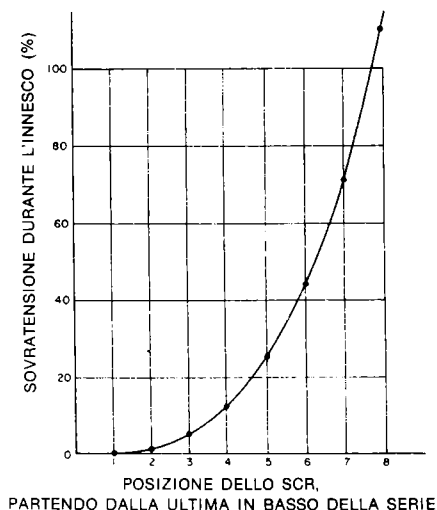



Figura 6-15: Sovratensione che si verifica all'innesco di uno SCR che riceve il trigger tramite un sistema asservito rispetto alla posizione nella serie.

6.1.3.4 - L'impulso di trigger

Per il funzionamento in serie, è imperativo che il gate sia eccitato ben al di là del punto di minimo trigger (si riveda la figura 4.13), ad ottenere l'innesco nel minimo tempo possibile. In più, l'impulso eccitatore deve avere una grande rapidità di salita (idealmente circa 100 nanosecondi). L'ampiezza dell'impulso deve essere sufficiente per assicurare che lo SCR si blocchi nella conduzione con le condizioni di lavoro desiderate. Se la corrente anodica durante il funzionamento va momentaneamente a zero, l'impulso sul gate deve essere mantenuto abbastanza a lungo da assicurare che il periodo di lavoro si compia per intero. L'ampiezza dell'impulso applicato al gate deve essere la maggiore ammissibile in base alle caratteristiche del valore di picco e di dissipazione del gate dello SCR.

6.2 - Il funzionamento in parallelo degli SCR

Quando la necessità di controllo della corrente di carico, più il margine addizionale per il sovraccarico e per la massima affidabilità, supera le prestazioni del più grande SCR disponibile al presente, è necessario collegare in parallelo più SCR. La necessità principale, per connettere in parallelo più SCR è l'equalizzazione delle correnti dirette tramite il circuito di parallelo, sia per lo stato di riposo che per quello di lavoro. Quando si pongono in parallelo degli elementi dalla bassa resistenza, le variazioni nel flusso magnetico che sono legate alla funzione rappresentano la causa più significante di squilibri e sbilanciamenti. Nei circuiti SCR, questa situazione generale è ulteriormente aggravata dalla disuniformità tra le caratteristiche dirette dei medesimi. La ineguale distribuzione delle correnti, può portare ad un marcato incremento nella temperatura di giunzione degli SCR che in tal modo devono sopportare la maggior parte dell'intensità complessiva. Le variazioni di temperatura, possono accentuare ulteriormente le differenze nelle caratteristiche, e si può giungere persino ad un fenomeno di valanga termica.

6.2.1 - COMPORTAMENTO DEGLI SCR RISPETTO AI TRANSITORI D'INNESCO

Senza considerare i sistemi equilibratori esterni, quando si pongono in parallelo vari dispositivi, la possibilità di successo è limitata, da parte del progettista, dalla capacità di situare al meglio due importanti caratteristiche: il tempo di ritardo, t_d, e la minima tensione d'innesco. V_{on}. Il tempo di ritardo, può essere indicato come il periodo che intercorre tra l'applicazione del segnale al gate ed il vero e proprio innesco dello SCR. La minima tensione d'innesco, non di rado indicata come "finger" dai tecnici americani, è la minima tensione anodica diretta alla quale si può ottenere la

conduzione dello SCR con un segnale di trigger dalla sufficiente ampiezza. Le differenze nel tempo di ritardo, possono dar luogo a degli squilibri nelle tensioni, al momento dell'innesco. Delle differenze nella tensione "finger" possono impedire a certi SCR (che abbiano una tensione minima più elevata) d'innescare con gli altri. La figura 6-16 mostra una curva ipotetica E-I per due SCR con delle tensioni minime d'innesco diverse.

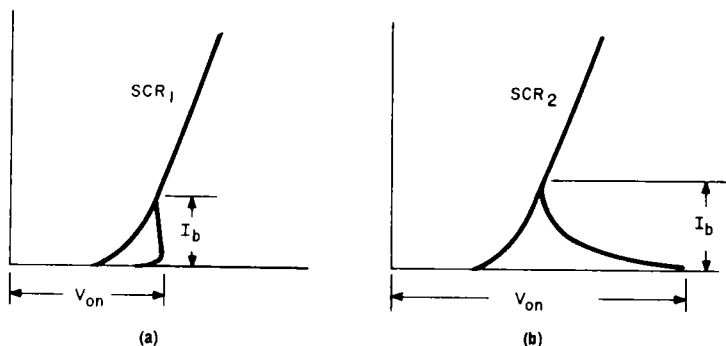



Figura 6-16: Comportamento statico dell'innesco del gate.

Ovviamente, se lo SCR_1 è collegato direttamente in parallelo con lo SCR_2, dell'identico tipo, lo SCR_2 non innescherà nel tempo desiderato, specialmente in quelle applicazioni che prevedono l'applicazione del trigger "al passaggio per lo zero". Quando lo SCR_1 è innescato, la tensione anodica dello SCR_2 sarà eguale a quella dello stato di conduzione dello SCR_1, e di conseguenza, è possibile che non raggiunga mai il minimo che serve per il passaggio nella conduzione, anche se il trigger è abbastanza ampio da superare il tempo di ritardo dello SCR. (Le necessità per i circuiti di trigger che attivano degli SCR collegati in parallelo saranno trattate nel paragrafo 6.3.5).

Di conseguenza è essenziale che nel connettere in parallelo degli SCR, si scelgano degli elementi che manifestino le medesime caratteristiche nella conduzione diretta.

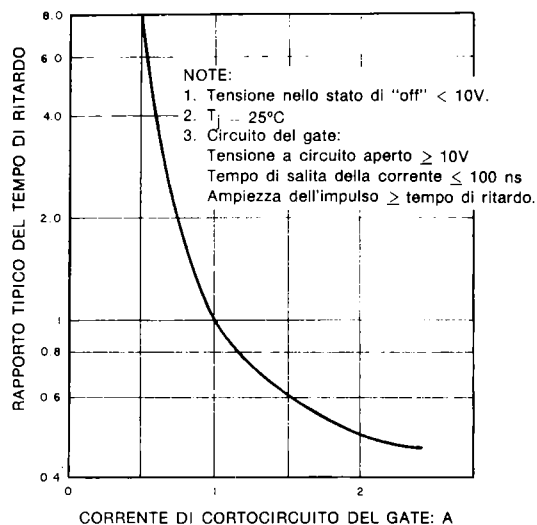
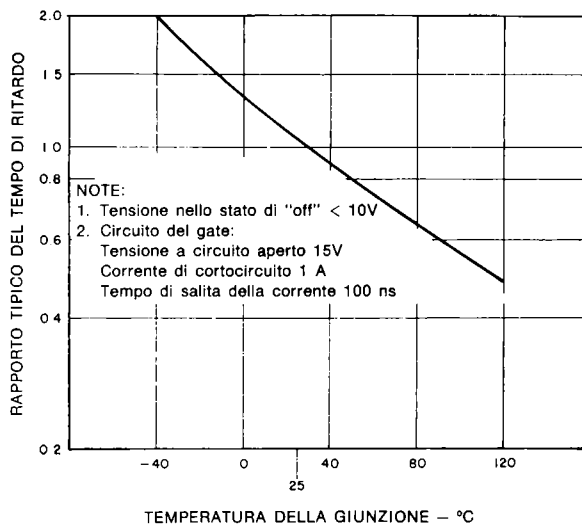
La figura 6-17 mostra la direzione e l'ampiezza approssimata della mutazione nel ritardo rispetto alla corrente del gate ed alla temperatura della giunzione.

(a)

(b)

Figura 6-17: Tempo di ritardo normalizzato nei confronti della corrente del circuito di gatem e tempo di ritardo normalizzato nei confronti della temperatura di giunzione.

Il tempo di ritardo manifesta un coefficiente negativo con il pilotaggio del gate, la temperatura e la tensione di commutazione, che possono variare notevolmente con i vari tipi di SCR. Quegli SCR che mostrano una forte dipendenza della tensione di commutazione rispetto al tempo di ritardo, possono essere connessi in parallelo solo con un forte rischio. Se due dispositivi sono collegati direttamente in parallelo ed hanno dei ritardi notevolmente diversi, e la tensione di commutazione è bassa, lo SCR che presenta il ritardo maggiore può anche non innescare. Se comunque si aumenta la tensione di commutazione e si rende più ampio l'impulso di trigger, in modo da soverchiare il ritardo del dispositivo più "lento", si ha la commutazione dei due elementi, ma le intensità di "turn on" non è distribuita secondo gli intendimenti. Per ottenere la esatta distribuzione delle correnti, si possono mettere in opera vari rimedi. Per il momento, comunque, approfondiremo le due precauzioni basilari da mettere in opera collegando in parallelo gli SCR:

1. Prima di tutto si devono impiegare degli elementi che hanno caratteristiche dirette preselezionate.

2. Se si devono impiegare degli SCR non selezionati, serve un sistema esterno per la distribuzione forzata delle correnti.

6.2.2 - CONNESSIONE DIRETTA IN PARALLELO DI SCR CHE NON HANNO CARATTERISTICHE PRESELEZIONATE SENZA L'IMPIEGO DI SISTEMI PARZIALIZZATORI ESTERNI

Quando non s'impiegano sistemi equilibratori o parzializzatori esterni, si deve porre la massima cura nell'accertarsi che l'impedenza in serie con ciascun percorso parallelo sia mantenuta la più eguale possibile. I collegamenti e le connessioni devono essere eguali sotto ogni punto di vista. La tendenza della corrente di circolare nei rami esterni di un complesso riunito in parallelo, dovuto agli effetti reattivi, è particolarmente significativa per le frequenze più elevate, durante l'intervallo di commutazione ed all'inizio ed alla fine di ciascun periodo di conduzione. L'autoinduzione mutua in serie con ciascun ramo del parallelo, deve essere equalizzata, perché tale fenomeno può generare dei seri problemi[11].

Per la connessione diretta degli SCR in parallelo, è molto utile avere a disposizione degli elementi muniti di tensioni d'innesco basse ed uniformi, ben adattate per quanto riguarda la caratteristica E-I, e di un piccolo ritardo d'innesco. Le figure 6.18 e 6.19 mostrano il tempo di ritardo e la diffusione della tensione negli SCR della serie C501.

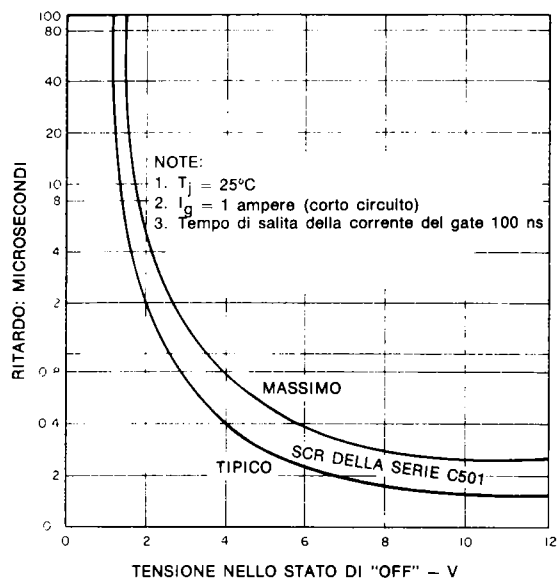



Figura 6.18: Tempo di ritardo nei confronti della tensione nello stato di "Off".

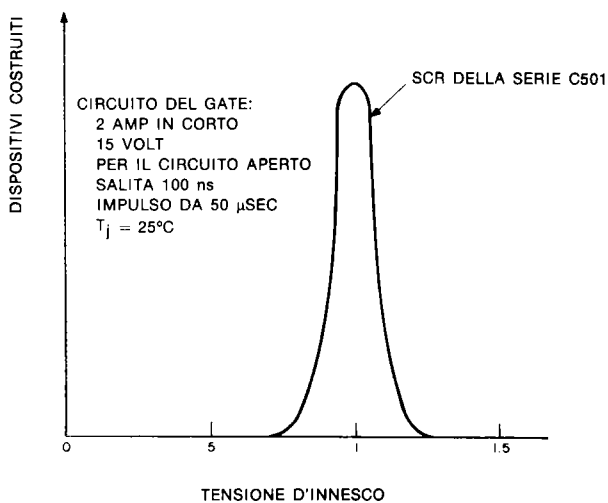



Figura 6-19: Distribuzione della tensione d'innesco.

La figura 6.20 riporta la curva caratteristica E-I del modello C501. Caratteristiche analogamente uniformi sono mostrate dai modelli delle serie C600, C601, e C602.

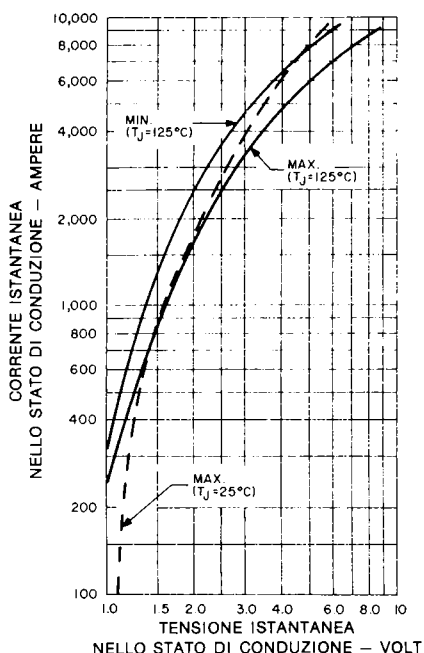



Figura 6.20: Caratteristiche di conduzione diretta dello SCR modello C501.

L'impiego di scambiatori di calore realizzati in fabbrica, per i dispositivi, offre la possibilità di ottenere un elevato livello di uniformità nei parametri termici ed elettrici. Un vantaggio secondario è rappresentato dalle minime dimensioni dei radiatori multipli. Per il funzionamento ai massimi valori di corrente, spesso è raccomandato il raffreddamento ad acqua.

È possibile determinare i fattori di miglioramento nelle prestazioni degli SCR impiegando per esempio il modello C501 con il radiatore inteso per il raffreddamento a liquido G5, impiegato come scambiatore di calore. I radiatori-base, scambiatori di temperatura, modello G4 e G7 permettono la connessione diretta in parallelo, con il raffreddamento a liquido, di due o di tre SCR rispettivamente.

Assumendo di avere una forma d'onda trifase, quale corrente media dovranno sopportare due SCR modello C501? Si può iniziare con il concetto, peraltro ovvio, che lo SCR che ha la V_T più bassa (tale SCR lo chiameremo SCR_1) deve lavorare alla

massima temperatura di giunzione alla corrente nominale RMS. Per il modello C501, tali valori sono 125°C ed 850A rispettivamente. Per il lavoro a tre fasi, assumeremo di avere una corrente dalla forma d'onda rettangolare, con un ciclo attivo di 0,333. Il valore RMS per la forma d'onda rettangolare è data dalle formule che seguono:

$$I_{RMS} = I_{PK}\sqrt{\text{Ciclo Attivo}}$$

Per il modello di SCR C501 impiegato in un circuito trifase:

$$850 = I_{PK} . \sqrt{0,333}$$
$$I_{PK} = 1470 \text{ A.}$$

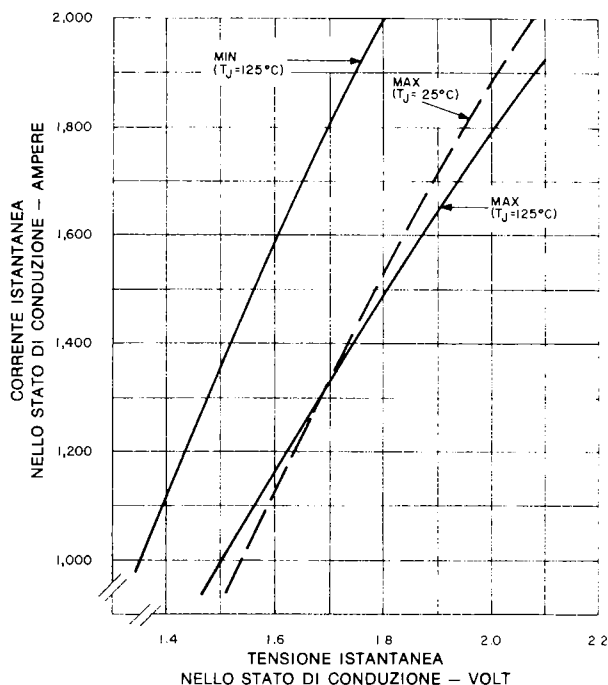



Figura 6.21: Curve caratteristiche espanse per lo stato di conduzione dello SCR modello C501.

Durante il periodo attivo del ciclo, quindi, lo SCR può condurre 1470A. Si deve rammentare che lo SCR_1 può farsi carico di una parte squilibrata della corrente complessiva. Si tratta dello SCR che ha la minor caduta di tensione durante l'innesco ad una data corrente ed a una temperatura che è la stessa per l'altro SCR collegato in parallelo. Lo SCR_1 è rappresentato dalla curva indicata come "min (T_j = 125°C)"

nella figura 6.21. Da questa curva è possibile ottenere della potenza dissipata nello SCR_1 quando conduce alla massima temperatura di giunzione ammissibile:

$$P_{diss(SCR_1)} = (I_{PK})\ V_T\ (\text{ciclo attivo}) \qquad (6.16)$$
$$= (1470)\ (1{,}55)\ (0{,}333) = 760W$$

Il problema, a questo punto, è trovare quale corrente deve sopportare l'altro SCR del medesimo gruppo. Come si è visto, la caduta sulla combinazione parallela durante il ciclo attivo (stato di conduzione), non deve essere maggiore di quella permessa per lo SCR_1 quando conduce la massima corrente RMS alla massima temperatura della giunzione. Per l'esempio assunto, tale valore è 1,55V. Sono da notare ora le due curve della caduta di tensione nello tato di "on" riportate nella figura 6.21; una vale per la $T_j = 125°C$ e l'altra per la $T_j = 25°C$. Quando lo SCR_1 lavora alla temperatura massima di giunzione, si ha che l'altro dispositivo conduce meno corrente, avendo una temperatura di giunzione più bassa, quindi ha una dissipazione complessiva assai minore. Si è visto che più bassa è la temperatura della giunzione, più bassa è la corrente che circola durante il periodo attivo. Naturalmente, l'impiego della curva $T_j = 25°C$, dà una stima ultraprudente della disparità tra i due dispositivi. Al contrario, impiegando la curva $T_j = 125°C$, si ha una stima inadeguata, perché il grado di disadattamento risulta assai migliore di quello che è in verità. È bene stimare a quale temperatura di giunzione opera l'elemento che interessa, quindi eseguire il calcolo.

Si può assumere, per esempio, un punto di partenza per la temperatura di giunzione $T_j = 100°C$. Si troverà poi il punto nel quale (figura 6.21) la $V_F = 1{,}55$, ed è al 25% del tratto tra $T_j = 125°C$, e $T_j = 25°C$. Il valore relativo della corrente è 1060A.

Ora si può calcolare a quale temperatura è necessario mantenere l'acqua dello scambiatore di calore sul quale sono montati gli SCR. Ciò può essere fatto conoscendo la potenza dissipata nello SCR_1 e la massima resistenza termica dalla giunzione all'acqua. Per trovare la temperatura minima alla quale l'acqua che circonda lo scambiatore deve essere tenuta, è possibile impiegare la massima resistenza termica $R_{\theta JA}$. Per lo SCR tipo C501 montato sullo scambiatore di calore C5 si hanno i seguenti valori:

$R_{\theta JA\ (30)d} = 0{,}085°C/watt$ (massimo)
J — giunzione
A — acqua dell'ambiente
$T_j - T_A = [P_{diss(SCR)_1}] \times [\theta_{JA(30)}]$
$125°C - T_A = 760\ (0{,}085)$
$T_A = 125°C - 65°C$
$= 60°C$

Si vede immediatamente che la temperatura di giunzione della SCR_2 sarà più ele-

vata di 60°C. Interessa ora sapere la più bassa temperatura alla quale si può far funzionare lo SCR tipo C501.

La potenza dissipata nello SCR_2 è:

$$P_{diss(SCR_2)} = (1060)\ (1,55)\ (0,333) = 548W$$

Per ottenere la più bassa possibile temperatura di giunzione è necessario utilizzare la minima resistenza termica. Generalmente, la minima resistenza termica non è indicata nei fogli delle caratteristiche. Per il modello di C501, montato sullo scambiatore G5 la resistenza termica indicata di seguito può essere considerata il valore minimo.

$$\theta_{JA(30)} = 0,08°C/watt$$

A questo punto si può calcolare la temperatura di giunzione dello SCR_2.

$$T_j - T_A = P_{diss(SCR_2)} \times (\theta_{JC(30)}\ (min)$$

$$T_j - 60°C = 548 \times 0,08 = 44$$

$$T_j = 104°C.$$

Come si vede, la stima iniziale era molto buona ($T_j = 100°C$), e non sono necessari altri calcoli. Naturalmente se la stima non coincide con la realtà abbastanza bene, è necessario formularne un'altra ed impiegare l'interpolazione.

Ora, si può formulare una relazione generale per la corrente massima trifase che un raggruppamento in parallelo di SCR standard modello C501 può sopportare:

$$I_{AV(max)} = \frac{1470 + (n_p - 1)\ 1060}{3} \qquad (6.17)$$

ove, n_p = numero degli SCR C501 collegati in parallelo.

È stato detto che la temperatura dell'acqua che circola nello scambiatore di calore non può essere mantenuta a 60°, quindi la massima corrente sopportabile dallo SCR_1 non può essere utilizzata. Si può iniziare con la temperatura dell'acqua, per i calcoli, quindi regolare la corrente media nello SCR per mantenere la temperatura della giunzione a + 125°C.

Dal nostro esempio si ricava che vi è una corrente che varia del 14% per il funzionamento parallelo di due SCR non preselezionati del tipo C501. Il seguente paragrafo spiega la definizione della percentuale di differenza nella corrente durante il funzionamento in parallelo.

Se noi avessimo assunto un funzionamento a fase singola, invece che trifase, il

metodo di calcolo sarebbe stato molto simile. Impiegando la corrente di picco dello SCR_1, la potenza di picco è data dalla "curva minima (T_j = 125°C)". Per la conduzione a 180° nella semionda sinusoidale, la dissipazione è data dalla seguente relazione empirica:

$$P_{media} = (0{,}286)\ P_{pk} \qquad (6.18)$$

Il resto del calcolo segue quello precisato per l'esempio trifase.

È da notare che tutti i calcoli sono basati sull'assunto che lo SCR sia nella piena conduzione. Con un'impedenza costante di carico, se si opera con lo SCR alla piena conduzione, si rimane nelle caratteristiche esposte anche perché l'angolo di conduzione diminuisce. Tuttavia, con una impedenza di carico variabile, particolarmente con dei carichi che generino una EMF riflessa, la corrente richiesta al massimo angolo di ritardo necessita di un'opportuna scelta dello SCR. Assumendo che il lavoro alla massima corrente RMS ammissibile intervenga con un angolo di conduzione di 120°, la dissipazione media di potenza sarà all'incirca del 15% minore di quella che interviene all'angolo di conduzione di 180°C, per delle caratteristiche RMS piene. Allorché si sfasa nuovamente con un angolo di 120°, la dissipazione *media* scende di circa il 12-15% per ogni ritardo successivo di 30° in basso sino a 30° di angolo di conduzione. Queste regole pressapochistiche sono impiegate per determinare la dissipazione di potenza nei dispositivi a-bassa-caduta-di-tensione-diretta, per i quali le curve mostrate sui fogli delle caratteristiche non si applicano. Per altri tipi di dispositivi (ad-elevata-tensione-di-caduta-diretta) servono invece le curve riportate nei fogli delle caratteristiche.

6.2.3 - L'IMPIEGO DI SCR CON LE CARATTERISTICHE DIRETTE SELEZIONATE

Come si è visto nelle figure 6.20 e 6.21, la gamma di caratteristiche dirette per qualunque SCR che esca dalle linee di produzione, è abbastanza vasta. Se si definisce la percentuale di deviazione per il funzionamento in parallelo come è detto di seguito:

$$\%\text{Deviazione per funzionamento parallelo} = \left(1 - \frac{I_T}{n_p\, I_M}\right) \times 100\% \qquad (6.19)$$

ove: I_T = corrente di carico complessiva richiesta dal parallelo.
I_M = Massima corrente sopportabile da un singolo dispositivo che funziona da solo.
n_p = numero dei dispositivi posti in parallelo,

se si fa ciò, potremo vedere dall'esempio riportato nel paragrafo precedente 6.2.2, che è richiesto il 14% di deviazione quando si usano due dispositivi connessi in parallelo:

$$\left(1 - \frac{1470 + 1060}{2 \times 1470}\right) \times 100\% = 14\%$$

Per poter ottenere il funzionamento con una minore deviazione, la General Electric fornisce il modello C501 con delle caratteristiche preselezionate ed accoppiate. L'accoppiamento è quantificato specificando una massima diffusione della tensione, o banda, nello stato d'innesco. La figura 6.22 mostra la relazione tra la larghezza di banda, in millivolt a 1500A e 125°C di T_j e la percentuale di deviazione parallela.

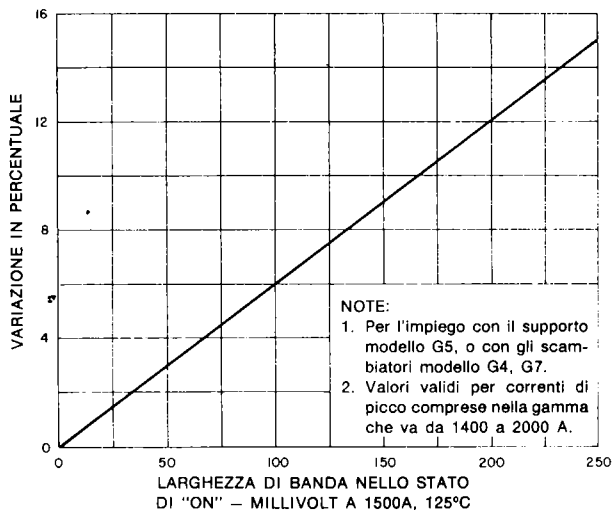



Figura 6.22: Percentuale di variazione della corrente per gli SCR C501 collegati in parallelo di fabbrica.

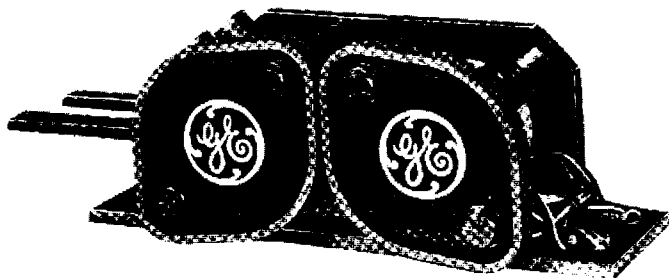



Figura 6.23: Due SCR modello C501 montati in uno scambiatore del tipo G-7.

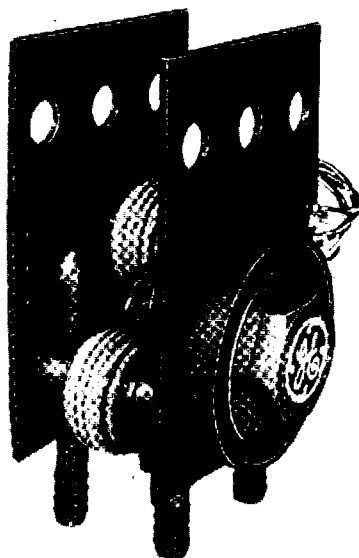



Figura 6.24: Tre SCR del tipo C501 montati in uno scambiatore di calore modello G-4.

6.2.4 - RIPARTITORI DI CORRENTI ESTERNI

Se si desidera una variazione inferiore al 10% nella corrente, quando si collegano in parallelo degli SCR non selezionati per le caratteristiche di conduzione diretta, è necessario far ricorso alla ripartizione forzata esterna. Ritornando all'esempio del paragrafo 6.2.2, si è visto che lo SCR_1 sopporta una corrente media di 490A, e lo SCR_2 una corrente di 353A con una intensità totale di 843A.

La massima possibilità di trattare correnti, di un singolo dispositivo è 490A; ne consegue che con le varie angolazioni di lavoro, e con una adatta ripartizione delle correnti, è possibile ottenere il controllo sull'intensità di circa 950A, impiegando due elementi posti in parallelo. Vediamo come si può progettare un adatto sistema di parzializzazione. La figura 6.25 mostra un esempio. Si deve assumere che la suddivisione deve essere adatta per l'intensità massima di 950A, sulle tre fasi della corrente media.

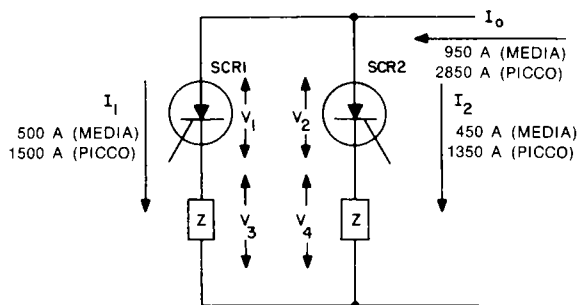



Figura 6.25: Funzionamento in parallelo di due SCR con ripartizione forzata.

Ad un terzo del "duty Factor" (per il funzionamento trifase) la corrente che attraversa la coppia durante la porzione "on" del ciclo sarà 2850A. Se 1500A attraversano lo SCR_1, lo SCR_2 deve sopportare gli altri 1350A. In base alla lettura della tensione nella conduzione che si ricava dalla figura 6.21, la relazione $V_1 + V3 = V_2 + V_4$ può essere risolta come segue:

$$V_1 + V_3 = V_2 + V_4$$
$$1{,}56 + 1500\ Z = 1{,}71 + 1350\ Z$$
$$Z = 1{,}0 \times 10^{-3}\ \text{Ohm}.$$

Delle resistenze, per la ripartizione di base potrebbero essere efficaci, ma andando a vedere i calcoli per gli elementi considerati, si scopre che valori di soli 0,1 milliohm, posti in serie agli SCR1 dissiperebbero la bellezza di 250W; a questo punto la soluzione si dimostra assai meno pratica di ciò che pareva a prima vista.

Risulta più efficace il metodo di ripartizione tramite reattori, invece che con le resistenze[12]. La figura 6.26 mostra un reattore con il rapporto di 1:1 che serve per la connessione di due SCR in parallelo.

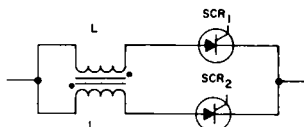



Figura 6.26: Ripartizione forzata della corrente ottenuta tramite reattore dagli avvolgimenti paralleli.

Se la corrente dello SCR_1 tende a crescere oltre alla intensità che circola nello SCR_2, si ha una EMF contraria indotta proporzionalmente dallo sbilanciamento che tende a ridurre la corrente nello SCR_1. Nello stesso istante, una tensione rialzata è in-

dotta in serie allo SCR_2 che aumenta l'intensità che circola nel dispositivo. Se s'impiegano due elementi preselezionati, il flusso magnetico equilibra l'un l'altro ed il nucleo diviene superfluo. Il più importante parametro magnetico di un reattore del genere, è l'alto livello di saturazione e la bassa densità di flusso residuo per provvedere alla maggior mutazione nel flusso totale per quanto possibile durante ogni ciclo. Un reattore bilanciato che goda di una corretta progettazione produce una tensione di picco eguale alla massima sovratensione di deviazione dei due dispositivi, tramite l'intero periodo di conduzione, senza saturarsi. In un circuito monofase il reattore parallelo deve essere in grado di sopportare (ΔV / 2f) volt-secondi senza appunto raggiungere la saturazione. Nell'equazione di cui sopra:

f è la frequenza di alimentazione in Hz.

ΔV è la massima tensione di disadattamento nello stato di conduzione tra i due SCR.
In una stima prudenziale, ΔV è uguale a 0,5V al picco della corrente di carico.

Le figure 6.27 e 6.28 mostrano come è possibile collegare dei reattori di equalizzazione in parallelo, ed un numero qualunque di SCR[13]. Questi arrangiamenti possono essere relativamente dispendiosi e dal punto di vista della realizzazione piuttosto complicati, ma in pratica sono assai affidabili quando si deve ottenere un funzionamento continuativo anche se interviene un guasto parziale.

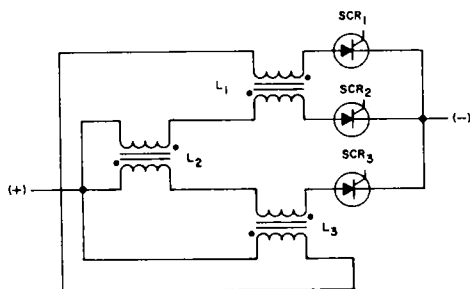



Figura 6.27: Tre SCR collegati in parallelo.

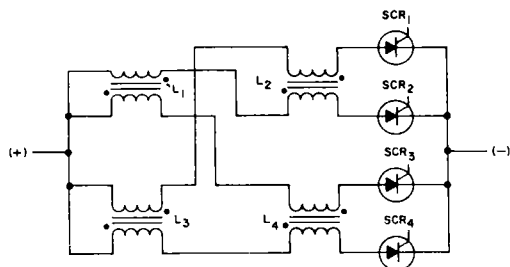



Figura 6.28: Quattro SCR collegati in parallelo.

6.3 - L'applicazione del Trigger agli SCR collegati in parallelo

Se gli SCR collegati in parallelo sono eccitati, ovvero ricevono il trigger, da una sorgente comune, il che rappresenta una caratteristica essenziale quando si devono commutare delle correnti elevate su di un carico resistivo o capacitivo, ciascun elemento deve essere sottoposto ad un pilotaggio più che sufficiente che superi le più basilari specifiche di trigger. Come è stato detto in precedenza, le necessità di trigger differiscono assai tra i vari SCR, sia che si tratti di elementi preselezionati o no per il funzionamento in parallelo. Tutti i suggerimenti esposti nel capoverso 6.1.3 sono validi anche in questo caso. In più è necessario pilotare fortemente i gate per assicurare un innesco rapido. In tal modo si aiutano gli SCR ad autoripartire il sovraccarico di commutazione.

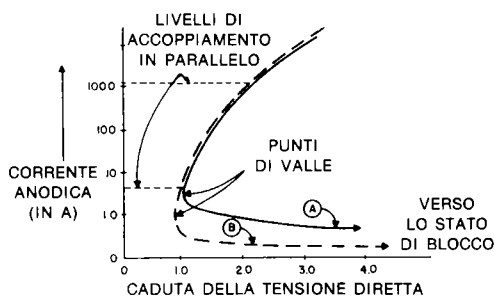



Figura 6.29: Relazioni tra correnti e tensioni anodiche di SCR che hanno le caratteristiche dirette preselezionate.

Ai bassi valori di corrente anodica, la curva caratteristica di tensione-corrente, varia dalla resistenza positiva a quella negativa, non appena l'intensità passa a quella di tenuta. Al di sotto di questo valore, lo SCR disinnesca, tornando nello stato di blocco. Il punto di transizione da resistenza positiva e negativa è rappresentato dall'avvallamento che si scorge nella figura 6.29, come dire dalla corrente alla quale interviene la minima caduta diretta. È molto difficile preselezionare gli SCR abbinandoli esattamente in questa regione, in special modo se si ha a che fare con un'ampia gamma di temperature di lavoro. Non vi sono comunque problemi se il segnale del gate è fornito allo SCR connesso in parallelo per tutto il periodo della conduzione anodica, visto che tutte le intabilità nella ripartizione delle correnti o la tendenza di uno SCR ad andare nell'interdizione non provoca il surriscaldamento degli altri collegati in parallelo se avviene nella regione di "valle" che prevede la circolazione di una bassa intensità. Se la tensione sul gate è mantenuta a lungo, lo SCR che ha una certa tendenza ad interdirsi alle basse correnti anodiche, si aggancia stabilmente una volta che sia superato il tratto di "valle". Si fa quindi carico della sua parte d'intensità, prima che l'altro SCR

(o altri facenti parti del gruppo) possa surriscaldarsi. Se gli SCR collegati in parallelo hanno un trigger impulsivo, è probabile che intervenga qualche instabilità ai bassi livelli di corrente anodica, che può anche avere delle conseguenze serie se subito dopo intervengono delle forti intensità. I segnali impulsivi di gate sono tipici di quei circuiti che impiegano dei circuiti di trigger basati sui transistori a unigiunzione, ed alcuni tipi di reattori saturabili. Sino a che la corrente di carico totale non ha raggiunto un livello sufficientemente elevato per far salire il parallelo oltre al punto di valle, se l'impulso di gate è tolto, il dispositivo "A" della figura 6.29 disinnesca. In assenza di ogni altro impulso sul gate, lo SCR resta disinnescato tramite tutta la parte rimanente del ciclo, e logicamente non sopporta la sua quota di carico. Questo fenomeno, interviene più facilmente quando s'impiegano degli ampi angoli di conduzione nei sistemi alimentati in alternata che sono controllati in fase e che ricevono il trigger da elementi reattivi, o anche quando si utilizzano dei carichi fortemente induttivi, che man mano che la corrente sale, diminuiscono il loro effetto induttivo.

Per tutte le ragioni esposte, é sempre bene mantenere il segnale sul gate per quanto possibile, quando si usano gli SCR collegati in parallelo[14].

BIBLIOGRAFIA

1. "The Rating of SCR's When Switching Into High Currents," Neville Mapham, IEEE Transactions Paper 63-1091.
2. "Overcoming Turn-On Effects in Silicon Controlled Rectifiers," Neville Mapham, Electronics, August 17, 1962.
3. "Behavior of Power Circuits," I. Somos and D. E. Piccone, IEEE Conference Record, Industrial Static Power Conversion, November 1965.
4. "Switching Characteristics of Power Controlled Rectifiers — Turn-Off Action and dv/dt Self Switching," I. Somos, IEEE Transactions of Communications and Electronics, Vol. 83, Na. 75, November 1964.
5. "The Calculation of Turn-On Overvoltages in High Voltage DC Thyristor Valve," G. Karady and T. Gilsig, IEEE Winter Power Meeting, February 1971, Paper No. 71TP179-PWR.
6. "Application of Thyristors to High Voltage Direct Current Power Transmission — Sequential Firing," J. L. Hay and K. R. Naik, IEEE Conference Publication No. 53, Part I — Power Thyristors and Their Applications, June 1969.
7. "The Light Activated SCR," E. K. Howell, Application Note 200.34, General Electric Company, Auburn, N. Y.
8. "A 20 KVA DC Switch Employing Slave Control of Series Operated Gate Controlled Switches," J. W. Motto, WESCON CP 64-9.1.
9. "The Gate Cathode Connection for Controlled Rectifier Stacks," R. A. Zakarevicius, Proceedings of IEEE, October 1964.
10. "Development in SCR's and Diodes for Power Control Circuits," F. B. Golden, Seminar Note 671.15 , General Electric Company, Auburn, N. Y.

11. "Operation of Unmatched Rectifier Diodes in Parallel Without Artificial Balancing Means," A. Ludbrook, IEEE CP 63-1169.
12. "Current Balancing Reactors for Semiconductor Rectifiers," I. K. Dortort, AIEE TP 59-219.
13. "Parallel Operation of Silicon Rectifier Diodes," G. T. Tobisch, Mullard Technical Communications, Vol. 8, No. 73, October 1964.
14. "Phase Control of SCR's With Transformer and Other Inductive AC Loads," F. W. Gutzwiller and J. D. Meng, Application Note 200.31 , General Electric Company, Auburn, N. Y.

CAPITOLO 7

IL TRIAC

7.1 - Descrizione

"TRIAC" è un acronimo che è stato coniato per indicare un semiconduttore *triodo* (a tre elettrodi) per il funzionamento in alternata, che è portato nella conduzione da un segnale applicato al gate in maniera analoga allo SCR. Il triac, generalmente definito "Tiristore Triodo Bidirezionale", è stato inventato dalla General Electric (Brevetto n. 3.275.909 ed altre seguenti), e differisce dallo SCR perchè può condurre in ambedue le direzioni, ovvero, possono circolare sia correnti negative che positive, ed analogamente il gate può essere pilotato da impulsi positivi e negativi.

L'obiettivo primario che si voleva raggiungere durante lo sviluppo del triac era produrre un sistema semiconduttore migliorato per il controllo di carichi in corrente alternata. L'impiego dello SCR, aveva già dimostrato la fattibilità tecnica della funzione ed i vantaggi che si potevano ricavare dal controllo in fase. In diversi casi, tuttavia, l'impiego di queste funzioni risultava limitato dal costo, dall'ingombro, dalla complessità o dall'imperfetta attendibilità di certi sistemi a semiconduttore. Lo sviluppo del triac è stato basato su di uno studio continuo (che prosegue anche ora) tendente a migliorare ogni caratteristica e funzione, che include la valutazione dei circuiti di utilizzo ed i componenti secondari da utilizzare. Rispetto a tali fini, lo sviluppo sin'ora è stato di molto successo, specialmente per le funzioni semplificate.

Odiernamente i triac che si possono ottenere dalla General Electric possono sopportare correnti sino a 40A e funzionano a tensioni sino a 600V. Tali dispositivi sono disponibili in quattro diversi contenitori principali, come si vede nella figura 7.1. I triac, in genere, hanno specifiche che si riferiscono al funzionamento a 50-60 Hz ed a 400 Hz. Per osservare le specifiche abbreviate (principali) di questi dispositivi, il lettore può scorrere il Capitolo 12 Volume 2.

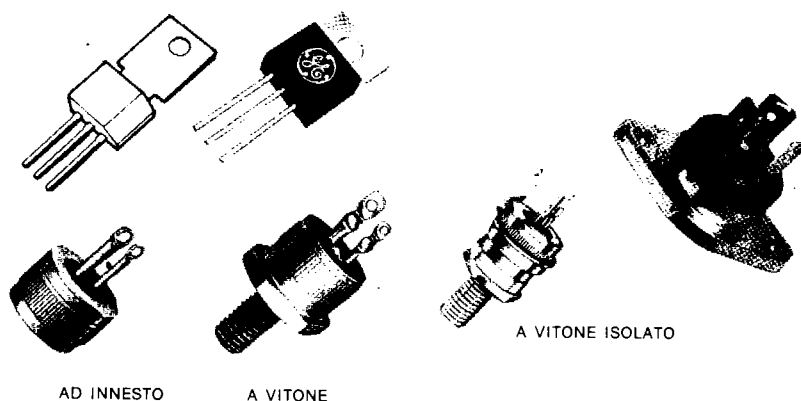



Figura 7.1: Involucri per TRIAC

7.1.1 - CARATTERISTICHE DEI TERMINALI PRINCIPALI (MAIN TERMINALS)

La struttura di base di un triac è mostrata nella figura 7.2(a). La regione compresa tra i terminali MT_1 ed MT_2 è una struttura p-n-p-n posta in parallelo con una n-p-n-p, ambedue previste per il funzionamento nella commutazione. La regione del gate è un sistema complesso che può essere considerato come in grado di funzionare in quattro modi diversi: come il gate "diretto" di un normale SCR; come il gate a giunzione di un normale SCR; come il gate remoto di uno SCR complementare che preveda il pilotaggio positivo, ed infine come il gate remoto di uno SCR complementare che preveda il pilotaggio negativo. Per una spiegazione più dettagliata sul funzionamento del triac, si può vedere il paragrafo 7.2.

La figura 7.2 mostra anche il simbolo del triac, orientato in modo equivalente alla struttura per un opportuno paragone. È da notare che il simbolo, da non considerare come definitivo, è formato da quello ben noto dello SCR usuale, combinato con il simbolo dello SCR complementare. Siccome i termini "anodo" e "catodo" non sono applicabili nel caso del triac, le connessioni sono semplicemente indicate da una sigla e da un numero. Il terminale MT_1 è il punto di riferimento per la misura delle tensioni e delle correnti rispetto al terminale di gate ed al secondo terminale più importante MT_2.

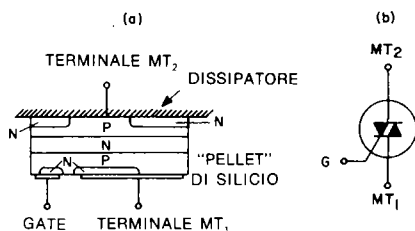



Figura 7.2: Il TRIAC: (A) struttura semplificata del "pellet" (silicio trattato), (B) simbolo impiegato nei circuiti.

La curva caratteristica V-A in CA del triac, figura 7.3, è basata, come punto di riferimento sul terminale MT_1. Il primo quadrante, Q-I, è la regione nella quale lo MT_2 è positivo rispetto allo MT_1, e viceversa per il quadrante Q-III. La tensione di breakover, $V_{(BO)}$, in ciascun quadrante (senza segnale applicato al gate) deve essere più elevata del picco della normale forma d'onda applicata al dispositivo, per poter conservare il controllo tramite il gate. Una corrente di gate dall'ampiezza specifica, di una polarità o dell'altra, porta il triac nella conduzione in tutti i quadranti, facendo sì che la tensione applicata sia inferiore alla $V_{(BO)}$. Se la $V_{(BO)}$ è superata, anche in modo transitorio, il triac innesca e rimane nella conduzione sino a che la corrente in circolazione non si riduce al di sotto di quella di "tenuta": I_H. Questo tipo di funzionamento rende il triac immune rispetto alle tensioni transitorie eccessive, ed in genere rende inutili i dispositivi di protezione. *In talune applicazioni, l'innesco del triac provocato da un transitorio può avere dei risultati indesiderabili e pericolosi per il circuito controllato, ed allora, in queste, serve un sistema che sopprima i transitori e l'innesco relativo pur se il triac non riporta danni dai transienti, come abbiamo già detto.*

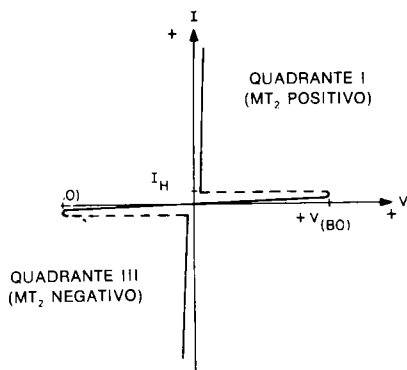



Figura 7.3: Curva caratteristica corrente-tensione in alternata del TRIAC.

La caratteristica di correnti esposte per i triac, sono basate sulla massima temperatura per le giunzioni, come nel caso degli SCR. I valori d'intensità sono determinati dalla caduta nella conduzione, come dire dalla dissipazione di potenza e dalla resistenza termica tra le giunzioni e l'involucro, quindi il triac deve essere muniti di un opportuno dissipatore. Se la temperatura dell'involucro sale oltre al valore specificato nei fogli di caratteristiche, il triac può anche smettere di bloccare la tensione specificata, e può anche non disinnescare in modo affidabile, quando il terminale MT_1 giunge a zero. Per maggiori dettagli sulle specifiche relative alle correnti degli SCR e dei triacs si può rivedere il Capitolo 3. Per informazioni sulla corretta progettazione degli eventuali radiatori si può consultare il Capitolo 8 Volume 2.

Per i carichi induttivi, lo sfasamento tra la corrente di linea e la tensione di linea, indica che nel momento nel quale la corrente cala al di sotto del valore di I_H, ed il triac commuta nello stato d'interdizione, vi è ancora una certa tensione di rete, che appare in parallelo al triac. Se questa tensione appare con troppa rapidità, il triac torna immediatamente nella conduzione. Per poter ottenere la giusta commutazione con determinati carichi induttivi, la dv/dt può essere limitata tramite una serie RC posta in parallelo al triac, o si può ridurre la corrente, la tensione, lo sfasamento o la temperatura delle giunzioni. Per altre informazioni sui triac che lavorano su carichi induttivi, si può vedere il paragrafo 7.1.4.

7.1.2 - CARATTERISTICHE DI TRIGGER DEL GATE

Siccome il triac può essere sottoposto a trigger da limitate correnti positive e negative di gate, nel primo e nel terzo quadrante, il progettista dei circuiti ha un'ampia scelta, in relazione ai sistemi di controllo. Il trigger può essere dato in CC, con una CA rettificata, con la CA o con delle sorgenti d'impulsi del genere dei transistori UJT, delle lampade al neon, dei diodi commutatori: ad esempio il "diac" ST-2, l'interruttore bilaterale al silicio (SBS), e l'interruttore asimettrico trigger (ST-4).

I sistemi per dare il trigger al triac sono i seguenti:

MT2+, Gate+; I+; primo quadrante, corrente e tensione di gate positive.
MT2+, Gate–; I–; primo quadrante, corrente del gate negativa e così la tensione.
MT2–; Gate+; III+; terzo quadrante, corrente e tensione del gate positive.
MT2–, Gate–; III–; terzo quadrante, corrente e tensione del gate negative.

La sensibilità del TRIAC, in tal modo, è maggiore nei modi di funzionamento I+ e III–, un poco inferiore nel funzionamento I–, e del tutto inferiore nel modo III+. Il modo III+ non dovrebbe essere impiegato quindi, a meno che particolari circostanze non lo richiedano. In tal caso, il triac da impiegare deve essere particolarmente selezionato per tale applicazione, ed in merito va fatta una precisa specifica.

La caratteristica V-I del gate del triac mostra un'impedenza bassa nonlineare tra il terminale del gate ed il terminale MT_1. La curva caratteristica è simile a quella di due diodi connessi nella configurazione antiparallelo. Siccome per tutti i modi di funzionamento tale curva caratteristica è eguale a quella di un gate di uno SCR, i valori sono scalati in modo strettamente analogo. Per maggiori dettagli sulle caratteristiche e sui valori del trigger per il gate, il lettore può rileggere il Capitolo 4.

7.1.3 - TEORIA SEMPLIFICATA DEL FUNZIONAMENTO DEL TRIAC

La teoria di funzionamento del triac si basa su quella degli SCR. Vi sono quattro concetti fondamentali comuni, i seguenti:

a) La teoria di base del blocco inverso della tensione, eguale per i triac e per gli SCR. (Capitolo 1.4).
b) La tecnica del tiristore con l'emettitore "cortocircuitato". (Capitolo 1.5).
c) La tecnica del tiristore munito di giunzione per il gate.

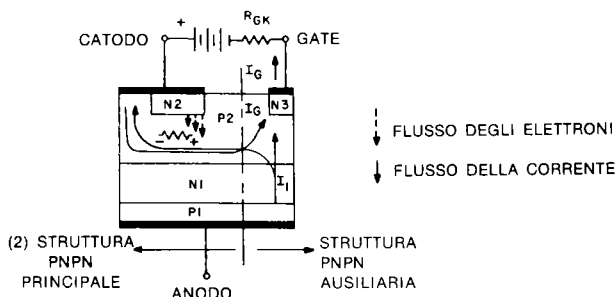



Figura 7.4: Tiristore con gate realizzato per giunzione.

La figura 7.4 mostra una tipica struttura per la giunzione del gate di un tiristore. Inizialmente, l'intensità della corrente del gate IG, polarizza direttamente la giunzione di gate p_2-p_3 della struttura ausiliaria p_1-n_1-p_2-n_3, e questa struttura innesca nel modo convenzionale per sistemi p-n-p-n. Allorchè il gruppo p_1-n_1-p_2-n_3 innesca, la caduta di tensione che si verifica ai suoi capi decresce e la *parte destra dello strato* p_2 va verso il potenziale anodico. Siccome *la parte sinistra* dello strato è mantenuto al potenziale di catodo, vi è un gradiente di tensione attraverso il p_2, e la corrente fluisce lateralmente attraverso il p_2. Nel momento in cui la parte destra della giunzione p_2-n_2 diviene polarizzato direttamente, gli elettroni sono iniettati in questo punto, e tutta la maggior struttura innesca.

d) La tecnica del tiristore con il gate remoto.

Il tiristore con il gate remoto, è un dispositivo che può essere sottoposto a

trigger senza che vi sia un contatto ohmico alle dur regioni interne di base. La figura 7.5 mostra una tipica struttura a base remota.

La corrente esterna del gate IG, polarizza gli strati p_1-n_3 direttamente, ed avviene un'iniezione di elettroni che è rappresentata nella figura dalle frecce. Questi elettroni si diffondono attraverso la regione p_1, e sono raccolti dalla giunzione p_1-n_1. È da notare che la giunzione p_1-n_1 svolge la funzione di collettore sino a che è polarizzata direttamente[4], siccome il campo elettrico che è associato con essa è nella medesima direzione, come avviene normalmente. Gli elettroni che provengono dallo stato n_3 e che sono raccolti dalla giunzione p_1-n_1, causano un aumento della corrente attraverso la p_1pn_1, cosicchè inizia un fenomeno reattivo e l'intera struttura innesca.

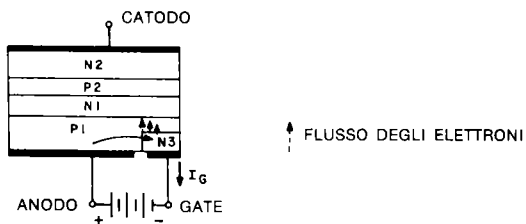



Figura 7.5: Tiristore dal gate remoto.

La caratteristica saliente del dispositivo a quattro strati descritto, è che si può considerarlo un sistema unico — il "triac" — che può bloccare la tensione in ambedue le direzioni, che può condurre corrente in entrambe le direzioni e che può essere soggetto a trigger in ambedue le direzioni sia da un segnale positivo per il gate che negativo. La figura 7.6 è una vista grafica di un dispositivo tipico. Funziona come segue:

a) *Terminale MT_2 positivo, corrente del gate positiva.*
In questo tipo di funzionamento, il triac si comporta strettamente come un tiristore, le parti attive sono p_1-n_1-p_2,n_2.

b) *Terminale MT_2 positivo, corrente del gate negativa.*
In questo caso, il funzionamento è analogo a quello di un tiristore con il gate a giunzione. La maggior struttura è rappresentata da p_1-n_1-p_2-n_2, con lo n_3 che funziona da regione del gate.

c) *Terminale MT_2 negativo, corrente del gate negativa.*
Il funzionamento è quello del gate remoto. La maggior struttura è quella p_2-n_1-p_1-n_4, con la giunzione p_2-n_3 che inietta gli elettroni raccolti dalla giunzione p_2-n_1.

d) *Terminale MT_2 negativo, corrente del gate positiva.*
La giunzione p_2-n_2, risulta polarizzata direttamente ed inietta degli elettroni che sono raccolti da p_2-n_1. La giunzione p_2-n_1 diviene polarizzata in maggior

modo nel senso diretto. La corrente tramite il settore p_2-n_1-p_1-n_4 aumenta, e tutto il settore commuta nella conduzione. Anche questo tipo di funzionamento è analogo al lavoro con il gate remoto.
La bibliografia 1, riporta una descrizione dettagliata sui modi di dare il trigger ai triac.

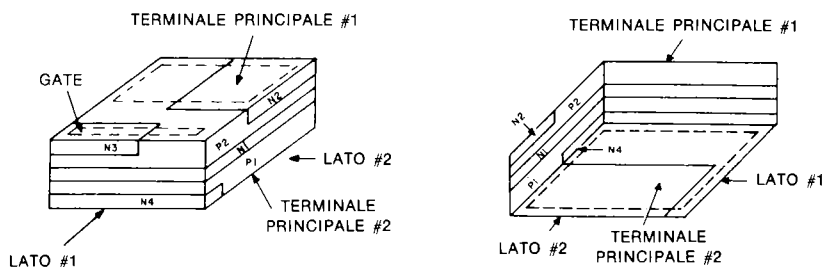



Figura 7.6: Tipica struttura di un TRIAC.

7.1.4 - LA COMMUTAZIONE NEI TRIAC

Vi è una importante differenza tra l'impiego di una coppia di SCR e l'impiego di un triac, in un circuito che funziona in alternata; che con gli SCR, ciascun elemento ha un intero semiperiodo da controllare, mentre il triac si spegne durante il momento in cui la corrente nel carico passa per il valore zero. Se il carico è resistivo, è piuttosto facile ottenere che il tempo disponibile per lo spegnimento del triac si estenda al momento in cui la corrente nel dispositivo scende al di sotto della "tenuta" del dispositivo sino a che la tensione riapplicata supera il valore necessario per produrre la corrente di autoallacciamento. Se per contro il carico ha una natura induttiva il compito di commutazione del triac diviene più difficile.

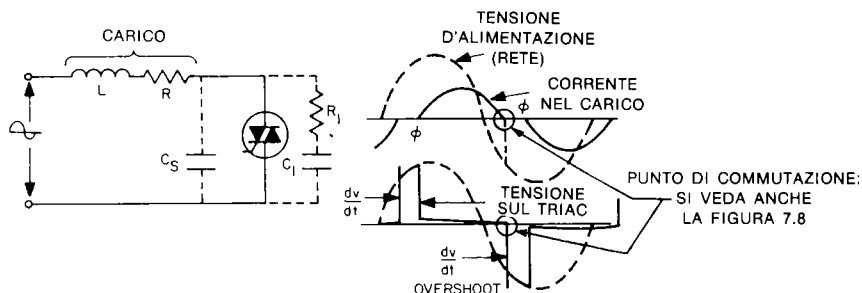



Figura 7.7: Forme d'onda su carico induttivo.

La figura 7.7 mostra la tensione del triac e le forme d'onda della corrente per un tipico carico induttivo. Se si esamina attentamente la forma d'onda al valore di corrente zero (come dire al punto di spegnimento), si nota una forma d'onda come quella mostrata nella figura 7.8.

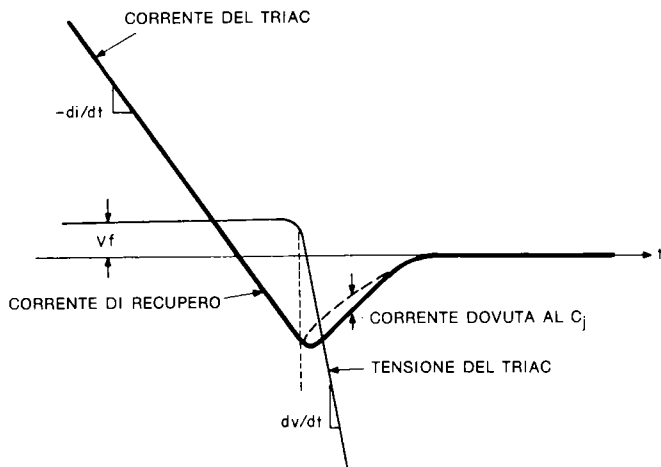



Figura 7.8: Corrente e tensione del TRIAC al momento della commutazione.

Dalla forma d'onda di figura 7.8 si nota che la corrente di recupero funge da corrente virtuale del gate e tende a riportare il dispositivo nuovamente nella conduzione. In più vi è una componente della corrente inversa che è data dalla capacità della giunzione al momento della dv/dt riapplicata. Questa componente si aggiunge in via diretta alla corrente di recupero ma non appare sin che il triac inizia a bloccare la polarità opposta.

Il paragrafo 3.13 spiega il fenomeno del recupero inverso per gli SCR. Quando il rapporto del calo della corrente (—di/dt) scende, anche la corrente di recupero diminuisce. Ciò implica che con un minore di/dt, sia permissile una più elevata dv/dt, per una data possibilità di commutazione.

Un esempio di tale relazione è riportato nella figura 7.9. Se la dv/dt è oltre al valore indicato, si devono mettere in opera dei sistemi di protezione. Il metodo usuale è impiegare un circuito di spianamento R-C, del tipo che comprende R_1 e C_1 nella figura 7.7. I valori di R_1 e C_1 sono in funzione del carico, della tensione di linea e del tipo di triac impiegato. Per la miglior scelta di R_1 e C_1, il paragrafo 6.3 del Volume 2 da vari interessanti dettagli.

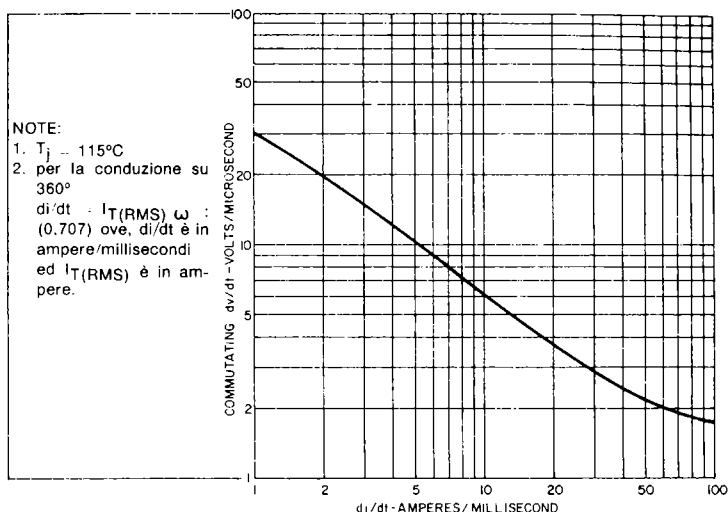



Figura 7.9: Rapporto tipico dell'effetto della rimozione della corrente (di/dt) sulla commutazione dv/dt per i TRIAC modello SC60/61.

(a) Resistenza termica secondo le norme "JEDEC".
(b) Resistenza termica effettiva del triac.

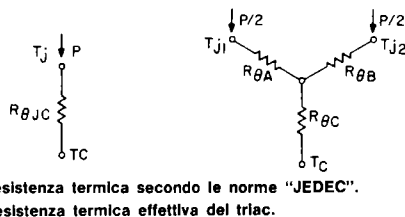



Figura 7.10: Le due diverse resistenze termiche per i TRIAC

7.1.5 - LA RESISTENZA TERMICA DEI TRIAC

Nei fogli delle caratteristiche preparati dalla GE per i triac, compaiono due diversi valori di resistenza termica per lo stesso dispositivo. Ciò a prima vista sembra impossibile, ma si deve considerare il significato delle cifre e come sono ricavate.

1) La resistenza termica JEDEC

Questa specifica relativa alla resistenza termica, che si ritrova usualmente nelle tavole delle caratteristiche GE dette "Triac Spec Sheets", rappresenta la caratteristica termica ai fini della classificazione JEDEC, cioè dell'intercambiabilità dei dispositivi. Si tratta del valore ottenuto misurando la crescita della

temperatura di picco, al di sopra di un punto di riferimento, prodotta da una potenza in CC che deve essere dissipata nel dispositivo. La direzione della conduzione per la quale si applica tale valore di resistenza termica è quella che porta al valore più elevato, assumendo che la curva di caratteristica termica non sia la medesima per ambedue le direzioni di conduzione.

2) La resistenza termica apparente

Un triac è generalmente impiegato per le applicazioni in CA e di conseguenza, il valore della resistenza termica unidirezionale JEDEC porta a valutazioni assai prudenziali quando si calcola il valore massimo di temperatura dell'involucro. Per evitare ciò, la GE stabilisce un valore "apparente" di resistenza termica, che quando è moltiplicato per la potenza media, prodotta da una corrente sinusoidale dalla frequenza specificata, porta alla conoscenza della temperatura di giunzione al termine di ciascun semiperiodo della intensità controllata. In tal modo ci si assicura che il dispositivo sia pronto a bloccare la tensione piena nello stato di off (con le limitazioni dv/dt) che segue ogni intervallo di conduzione di corrente dopo ciascun semiperiodo.

Tale resistenza termica "apparente" del triac, può essere raffigurata dal modello ad "Y" che si vede nella figura 7.10(b). I "rami" dell'Y (R0A, R0B), rappresentano, ciascuno, la resistenza termica di circa la metà dell'elemento al silicio (funzionamento per una delle due polarità delle correnti del circuito). Il gambo comune della Y, rappresenta la resistenza termica del contenitore dal punto di montaggio del silicio al punto di riferimento (Tc). La GE stabilisce anche una curva per l'impedenza termica apparente ai transitori, che serve per i calcoli della corrente di sovraccarico CA. Anche in questo caso, la potenza media prodotta da un dato numero di periodi completi della corrente CA, moltiplicato per il corrispondente valore dell'impedenza termica ripreso dalle curve, dà il valore istantaneo della temperatura della giunzione al termine dell'intervallo di conduzione sul ciclo calcolato.

7.2 - L'impiego del TRIAC

La versatilità del triac e la semplicità del suo impiego, lo rende ideale per una grande varietà di applicazioni che prevedano il controllo di potenze CA.

7.2.1 - LA COMMUTAZIONE STATICA

L'impiego del triac come commutatore statico nei circuiti CA dà molti vantaggi ben definiti rispetto alla commutazione meccanica. Permette il controllo di correnti relativamente molto elevate, con delle sorgenti di controllo dalla potenza limitatissima. Siccome il triac si "autoallaccia" durante ciascun semiperiodo, non vi è alcun impul-

so spurio da rimbalzo nel contatto. Visto che il triac torna sempre nell'interdizione allorchè la corrente scende a zero, non vi è possibilità di arco o di tensione transitoria che possa essere sviluppata da un'energia induttiva accumulata nel carico o nelle linee d'alimentazione. In più, se si fa il raffronto con altri sistemi di commutazione che impiegano semiconduttori, si nota una diminuzione nel numero di parti notevole.

L'esempio di semplificazione circuitale che colpisce di più, può essere osservato nell'interruttore statico che è mostrato nella figura 7.11(a). L'interruttore a lamella (comunemente detto "reed") incluso nell'ampollina di vetro, consente milioni e milioni di cicli di lavoro, che possono essere controllati sia tramite un comune magnete permanente, che per via di un avvolgimento in CC in forma di "relais". Siccome tale contatto sopporta solamente l'intensità che serve per dare il trigger al triac, per pochi microsecondi, al posto dell'interruttore "reed" può essere impiegato un qualunque sistema analogo, come qualche piccolissimo relais, o termostato, o interruttore a pressione, o interruttore facente parte di un timer programmato. Nella maggior parte dei casi, il "rimbalzo" dei contatti può essere trascurato, ed in tal modo si ha un netto risparmio nei costi. Il circuito impiegata il sistema di trigger MT2+, Gate+, e MT2–, Gate–. La figura 7.11(b) mostra l'impiego di un diodo a bassa corrente in serie alla resistenza che limita la corrente, e di un commutatore a tre posizioni per ottenere un semplice controllo a tre stati. Nella posizione "uno", non vi è connessione per il circuito del gate, ed il sistema di controllo è spento. Nella posizione "due", la corrente del gate circola solo nei semiperiodi positivi, e la corrente che attraversa il carico è a semionda. Nella posizione "tre", il gate è pilotato ad onda intera, ed il carico è alimentato a piena potenza. Come si vede nella figura 7.11(c), l'interruttore può essere sostituito con l'avvolgimento di un trasformatore. In tal caso, il circuito impiega la differenza nell'impedenza primaria quando l'interruttore è aperto e chiuso. La resistenza R_1 è scelta in modo tale da shuntare la corrente di magnetizzazione verso massa. Questo tipo di circuito trova il miglior impiego quando è necessario isolare il contatto, o impiegarne uno a bassa tensione.

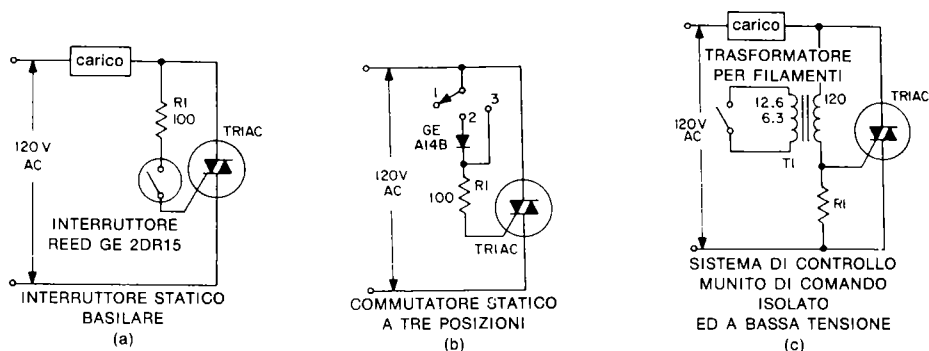



Figura 7.11: Applicazioni del Triac come interruttore statico per CA

Per il controllo dei triac, si possono impiegare anche dei relais accordati a lamine vibranti (secondo lo schema di figura 7.11 (a)), ed in tal modo si ottiene un sistema selettivo nei confronti della frequenza di pilotaggio, che può rispondere a dei segnali audio codificati nei sistemi pluricanali. Nel campo delle frequenze più basse però, alcune modulazioni, al punto di trigger possono scaturire una sorta di battimento con la frequenza di rete.

Altri circuiti di commutazione utilizzabili in pratica appaiono nella figura 7.12, che mostra il triac comandato in CC ed il CA. L'interruttore S_1 può essere sostituito da un transistor, a sua volta controllato da un termistore o da una fotocellula o da altri segnali come si vede nella figura 7.13. Il segnale CA che serve nella figura 7.12(b), può essere a 50 Hz se è corretto come fase per ciascun semiperiodo dell'alimentazione. L'impiego di frequenze più elevate, sino a 600 Hz, consente di ridurre l'ingombro del trasformatore T, ma può produrre delle piccole irregolarità nel punto di trigger, anche se tali irregolarità in genere risultano trascurabili. La selettività nei confronti delle frequenze di pilotaggio può essere ottenuta accordando il T o impiegando uno dei tanti filtri per telecomando che vi sono in commercio. In ogni caso, il segnale di trigger deve essere ben differenziato per le funzioni "ON" ed "OFF", visto che la sensibilità di trigger del triac non è molto uniforme in ambedue le polarità e nei diversi quadranti, e non può quindi essere assolutamente considerata come una soglia fissa.

I transistori collegati come si vede nella figura 7.13 sono ideali per pilotare un triac, o un gruppo di triac partendo da una sorgente logica a basso livello in CC. Un esempio di questo tipo di funzionamento è mostrato nella figura 7.14 che manifesta come due triac possano essere pilotati da un circuito flip-flop transistorizzato che fa parte di un circuito lampeggiatore di potenza alimentato a rete.

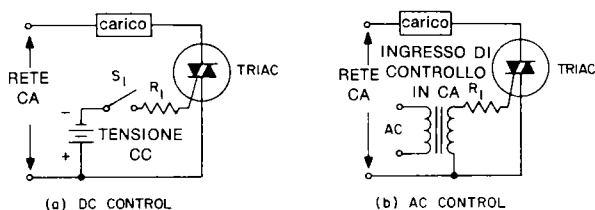



Figura 7.12: Interruttori statici per CA controllati elettricamente.

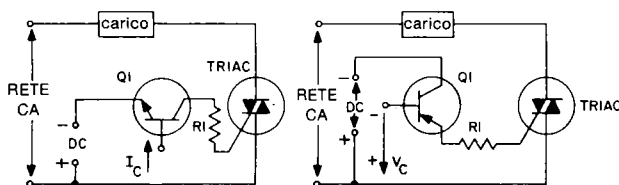



Figura 7.13: Sistemi di controllo per i gate basati su transistor.

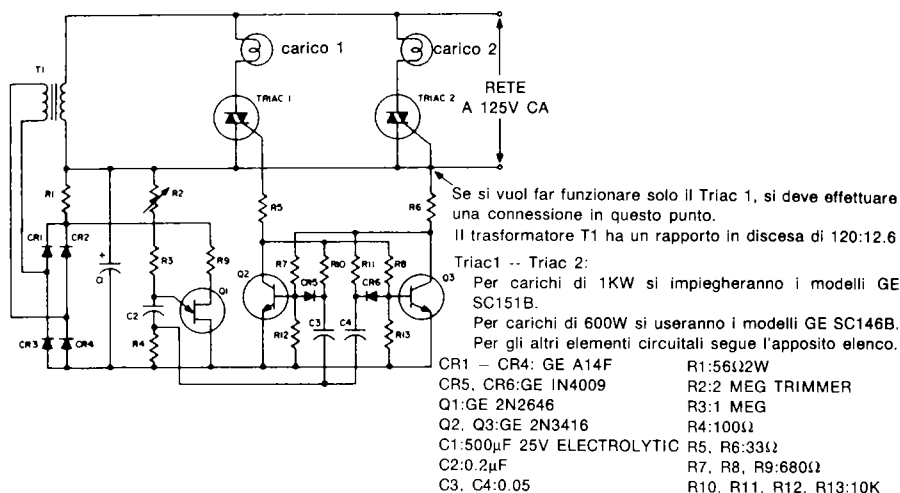



Figura 7.14: Lampeggiatore di potenza alimentato a rete. I TRIAC 1 e 2 alternano il loro stato d'innesco ad una frequenza che è determinata dalla regolazione di R_2.

Per altre informazioni sui sistemi di commutazione statica, il lettore può riferirsi al Capitolo 8.

7.2.2 - L'INNESCO TRAMITE UN DIODO DI TRIGGER

Per un circuito basilare di controllo ad onda intera adatto al triac, bastano quattro sole parti, come si vede nella figura 7.15. Il condensatore C_1 e la resistenza variabile R_1 costituiscono il sistema sfasatore. Quando la tensione presente sul C_1 raggiunge il livello d'innesco, V(BO), del diodo diac, che è del tipo bidirezionale, la carica attraversa il diac e raggiunge il gate del triac. L'impulso porta il triac nella conduzione per il resto del semiperiodo. Il trigger ricavato in tal modo ricade nei modi I+ e III−. Anche se questo circuito ha una gamma di regolazione limitata, ed un forte effetto di isteresi al termine più basso della gamma, la sua grande semplicità lo rende utilizza-

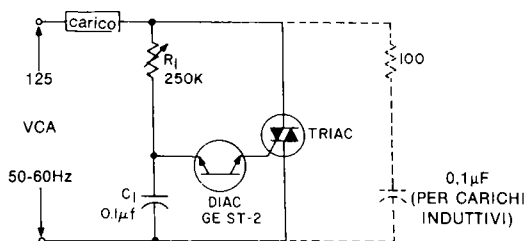



Figura 7.15: Circuito basilare a controllo di fase impiegante un DIAC ed un TRIAC.

bile per varie applicazioni pratiche nelle quali la potenza da controllare non sia troppo importante; ad esempio, per la regolazione della luminosità delle lampade, il riscaldamento di resistenze o la velocità di rotazione dei ventilatori.

Per eliminare alcuni dei problemi posti dallo schema di base, occorrono delle circuiterie molto più sofisticate, che consentono di ottenere una gamma di controllo completa. In genere, si devono impiegare anche altri modelli di diodi trigger bidirezionali, come i modelli asimmetrici (un esempio: lo ST-4). Altri dettagli su questi circuiti di trigger sono riportati nel Capitolo 9.

7.2.3 - ALTRI METODI DI TRIGGER

Oltre al diac (ST-2) e ad all'ATS (ST-4) già indicati, per dare il trigger ai triac si possono impiegare altri dispositivi tipici, come il transistore unigiunzione ed il transistore unigiunzione programmabile. I capitoli 4 e 9 spiegano i metodi per la corretta progettazione di circuiti che impiegano questi altri dispositivi.

7.3 - Le circuiterie che s'impiegano con i TRIAC

Le circuiterie che si utilizzano con i triac sono analoghe a quelle impiegate per gli altri tiristori. Nei Capitoli 8, 9, 10 del Volume 1 e 1, 2 e 4 del Volume 2 vi sono molti esempi di circuiti che impiegano i triac. Nel progettare dei sistemi triac, è necessario tener ben conto delle caratteristiche degli elementi impiegati. Segue un paio di domande che il progettista deve sempre porsi. Queste, vanno aggiunge alle altre comprese nel capitolo 21, relative all'impiego pratico dei triac.

1) La commutazione: la circuiteria prescelta garantisce la commutazione?
2) Sistema di applicazione del trigger al gate: il sistema è stato progettato tenendo presente le variazioni nella sensibilità che si verificano con i diversi modi di polarizzare il gate, in modo che le prestazioni non abbiano a soffrirne?

BIBLIOGRAFIA

1. Gentry, Scace and Flowers, "Bidirectional Triode P-N-P-N Switches," Proceedings of IEEE, April 1965.
2. "Solid State Incandescent Lighting Control," R.W. Fox, Application Note 200.53, General Electric Company, Syracuse, N.Y.
3. "Using the Triac for Control of AC Power," J.H.Galloway, Application Note 200.35, General Electric Company, Syracuse, N.Y.
4. J.F. Essom, "Bidirectional Triode Thyristor Applied Voltage Rate Effect Following Conduction," Proceedings of the IEEE, August 1967, pp. 1312-1317.
5. R.J. Buczynski, "Commutating dv/dt and its Relationship to Bidirectional Triode Thyristor Operation in Full-Wave AC Power Control Circuits," IEEE Conference Record of 1967 IGA Second Annual Meeting, pp. 45-49.

CAPITOLO 8

CIRCUITI DI COMMUTAZIONE STATICA

8.1 - Introduzione

Siccome gli SCR ed i triac sono basilarmente dispositivi bistabili, le loro principali applicazioni si hanno nel campo della commutazione dei segnali e delle potenze. In questo capitolo si descrivono dei circuiti nei quali i tiristori sono impiegati per realizzare delle semplici funzioni di commutazione dagli impieghi generici, che però non necessitano dell'ausilio dei vari sistemi meccanici ed elettromeccanici come relais, solenoidi, ecc. In queste applicazioni, i tiristori sono impiegati per attivare o disattivare completamente i circuiti d'impiego, invece di servire per il controllo continuo dell'ampiezza di una certa tensione o energia che debba essere applicata al carico. I circuiti a regolazione progressiva saranno dettagliati nei capitoli che seguono.

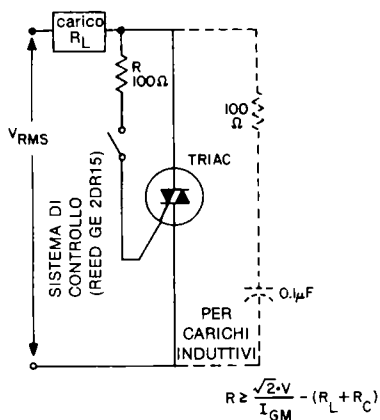
I circuiti di commutazione possono essere divisi in due categorie principali: sistemi funzionanti in CC ed in CA. I sistemi funzionanti in CA, come la stessa qualifica indica, funzionano con l'alimentazione alternata, ed il continuo passaggio per lo zero della tensione di rete spegne il tiristore alla fine di ciascun semiperiodo. Siccome molti triac sono progettati per funzionare a 50 e 400 Hz, se si devono progettare dei circuiti per frequenze più elevate, conviene impiegare due SCR connessi in antiparallelo. La massima frequenza di lavoro degli SCR è tuttavia limitata a circa 30 KHz dal tempo di ritardo per il "turn-off". Oltre al limite detto, gli SCR non fanno a tempo a recuperare la possibilità di blocco tra due successivi cicli dell'alimentazione. I circuiti di commutazione in CC, al contrario, funzionano alimentati da una corrente continua (o dalla rete raddrizzata e filtrata) e gli SCR devono essere portati nell'interdizione con i metodi descritti nel Capitolo 5. In quelle applicazioni nelle quali il tempo d'interdizione è limitato, è necessario impiegare dei particolari SCR previsti per il funzionamento negli invertitori (si veda il Capitolo 12 Volume 2). Questi modelli sono preselezionati di fabbrica per avere un tempo molto ben definito per il "turn off", ed è indicato comunque quello massimo.

8.2 - Interruttori statici per CA

8.2.1 - SEMPLICE CIRCUITO TRIAC E CONNESSIONE IN ANTIPARALLELO DEGLI SCR

Il circuito di figura 8.1 consente il controllo ad alta velocità dei carichi in alternata, ed è ideale per le applicazioni nelle quali si prevede un elevato tempo "attivo". Il circuito elimina completamente i difetti dati dal "rimbalzo" dei contatti interruttori, dal loro cortocircuito, dal consumo delle superfici di contatto. Si tratta di malfunzionamenti comuni quando s'impiegano i comuni contatori elettromeccanici, relais, interruttori comandati da leve o solenoidi ecc. Il tiristore, impiegato per sostituire i relais e simili può far superare diversi problemi, come delle cadute di tensione, dei passaggi di tensione ad altri dispositivi per scarsità d'isolamento, e le interruzioni insicure. Tuttociò, principalmente perchè un tiristore s'interdice effettivamente dopo ciascun semiperiodo. In più, se la resistenza R è scelta correttamente, il circuito può funzionare con delle gamme di tensioni più elevate rispetto al relais comparabile. La resistenza R serve per limitare la corrente di picco del gate. Il suo valore (che includerà la resistenza "di contatto" dei dispositivi di controllo e la resistenza del carico) deve essere appena più grande di ciò che serve per limitare la corrente di picco sul gate dello SCR. Se la R è troppo elevata, lo SCR può non innescare all'inizio di ciascun semiperiodo, ed in tal caso si ha una sorta di "controllo in fase" che, dal punto di vista del carico, si traduce in una caduta di tensione ed in una notevole distorsione della forma

$$R \geq \frac{\sqrt{2} \cdot V}{I_{GM}} - (R_L + R_C)$$

ove I_{GM} è la corrente di picco del gate dello SCR.

(a) Interruttore statico elementare a Triac **(b) Connessione in antiparallelo di due SCR.**

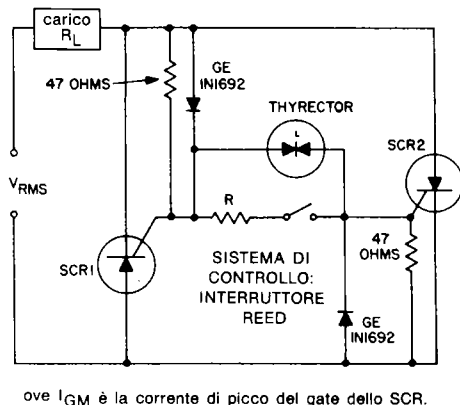



Figura 8.1: Interruttori statici per CA.

d'onda. Il sistema di controllo può essere elettrico o elettromeccanico. Peraltro, si possono impiegare anche LDR (resistenze dal valore dipendente dalla luce), semiconduttori attivati dalla luce, fotoaccoppiatori (si veda anche il Capitolo 4 Volume 2), sistemi magnetici nonchè interruttori "reed" sigillati ermeticamente. Questi ultimi, impiegati con gli SCR ed i triac offrono diversi vantaggi. Un "reed' può essere attivato da una corrente continua o alternata che circoli in un piccolo avvolgimento posto sull'ampolla in vetro, o da un piccolo magnete permanente che si accosti all'elemento. In ambedue i casi, vi è un isolamento completo tra il sistema che eroga i segnali di controllo ed il tiristore, cosicché il controllo può essere ricavato dalle sorgenti più varie. La lunga vita operativa che si ricava dalla combinazione reed/SCR o triac, deriva dal basso carico imposto al contatto reed e dal buon pilotaggio contemporaneo dei semiconduttori. Il tiristore che s'impiega determina la potenza che può essere commutata sul carico.

Per la semplice commutazione in CA, statica, il circuito di figura 8.1 (a) risulta vantaggioso rispetto a quello della figura 8.1 (b), in quanto svolge lo stesso compito con un numero minore di parti. Il circuito di figura 8.1 (b) (ed i circuiti che impiegano la connessione in antiparallelo degli SCR in genere) deve essere tenuto presente per tutte quelle applicazioni di tipo commerciale-industriale nelle quali i triac disponibili non riescono a sopportare, o il carico, o la frequenza di lavoro, o la massima tensione o la corrente in gioco. Per i carichi puramente induttivi serve un circuito spianatore RC, mostrato nella figura 8.1 (a). Per ulteriori informazioni sui circuiti di spianamento, il lettore può rifarsi al Capitolo 5 Volume 2. I triac possono lavorare sino a frequenze dell'ordine dei 400 Hz. Oltre ai 400 Hz, si deve impiegare il circuito di figura 8.1 (b).

8.2.2 - COMMUTAZIONE STATICA CON SORGENTE DI TRIGGER SEPARATA

Quando è necessario un isolamento perfetto in CC tra il segnale di controllo all'ingresso ed il carico, *senza* l'impiego di un interruttore meccanico (per altri dettagli concernenti gli emettitori di luce, i dispositivi fotosensibili, ed i fotoaccoppiatori, si può vedere il Capitolo 4 Volume 2), o quando una sorgente di CA seriamente variabile preclude un trigger sicuro e soddisfacente per i circuiti del tipo visto nella figura 8.1, sia un triac che una coppia di SCR collegati in antiparallelo possono essere sottoposti a trigger tramite una sorgènte separata, come si vede nella figura 8.2. In questa l'elevata frequenza del segnale ricavabile da un oscillatore bloccato a transistor o da un oscillatore autoeccitato UJT è accoppiato mediante trasformatore al triac o ai gates degli SCR. Diversi oscillatori adottabili sono stati descritti nel paragrafo 4.14. Per la minima distorsione della forma d'onda, e la minima RFI irradiata, la frequenza dell'oscillatore deve essere abbastanza alta per assicurare che il triac o gli SCR ricevano il trigger all'inizio del periodo CA. Altri tipi di trigger UJT, impiegabili per l'impiego nei commutatori statici CA sono descritti nel Capitolo 4.

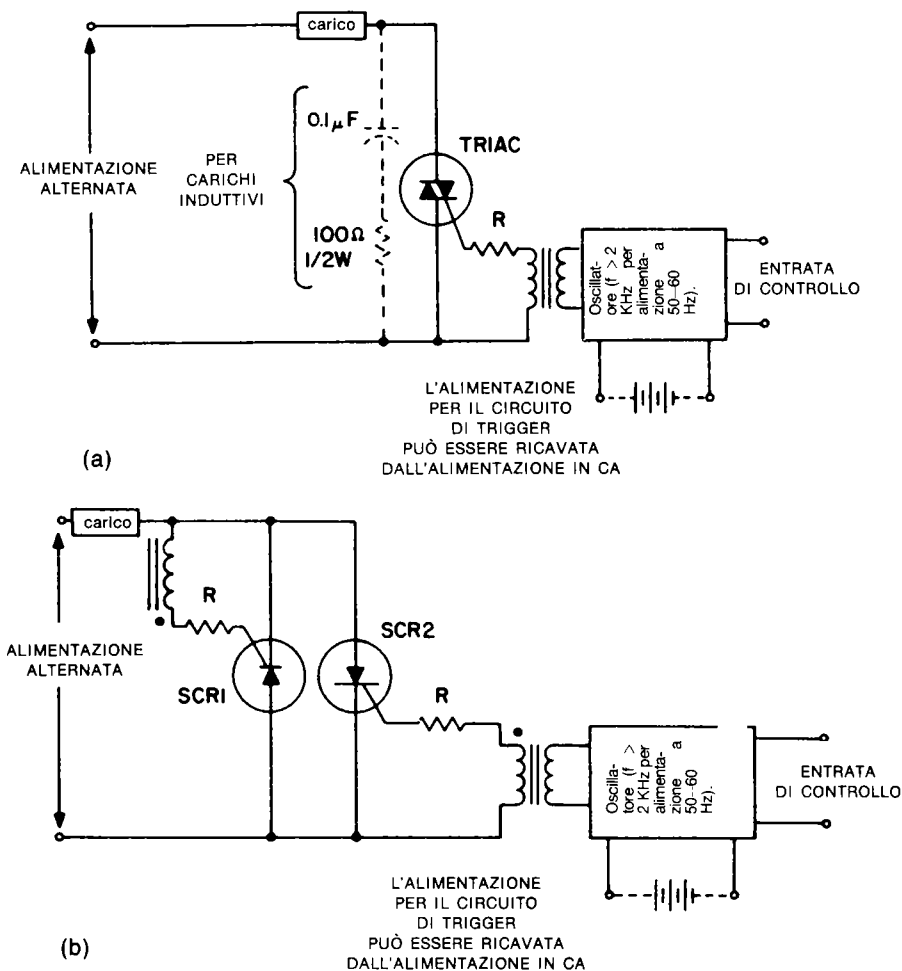



Figura 8.2: Interruttori statici pilotati da un oscillatore.

8.2.3 - CIRCUITERIE ALTERNATIVE PER LA COMMUTAZIONE STATICA IN CA AD ONDA INTERA

La commutazione in CA statica, ad onda intera, può essere ricavata da varie combinazioni di SCR e di rettificatori convenzionali, o semplicemente con un triac. Tra questi sistemi, i più prontamente impiegabili appaiono nella figura 8.3.

Il circuito di figura 8.3(a) impiega un solo SCR collegato all'uscita CC di un ponte rettificatore, e commuta un carico CA collegato direttamente in serie alla linea di re-

te. Il ponte rettifica la CA disponibile rendendo una tensione pulsante ad onda intera, CC, sicchè il solo SCR controlla ambedue i semiperiodi della CA. In questo circuito, lo SCR disinnesca al termine di ciascun semiperiodo quando la tensione d'alimentazione cade a zero. La tensione CC non filtrata, può essere fatta circolare nel carico, se lo si desidera, spostando il carico dall'ingresso di rete all'anodo dello SCR, come si vede nella figura 8.3(b). In tal caso, per l'adatta commutazione dello SCR, serve un diodo "volano", che deve essere collegato ai capi del carico, se tale carico ha una natura prevalentemente induttiva. Il circuito di figura 8.3(c) impiega due SCR e due rettificatori per commutare il carico CA. SCR1 e CR1 conducono durante un semiperiodo della rete, e lo SCR2 con il CR2 nell'altro. Il "carico CC" equivalente a quello della figura 8.3(c), è mostrato anche nella figura 8.3(d). Se la sorgente di alimentazione in CA ha un'induttanza significativa, i ponti rettificatori delle figure 8.3(a) e (b),

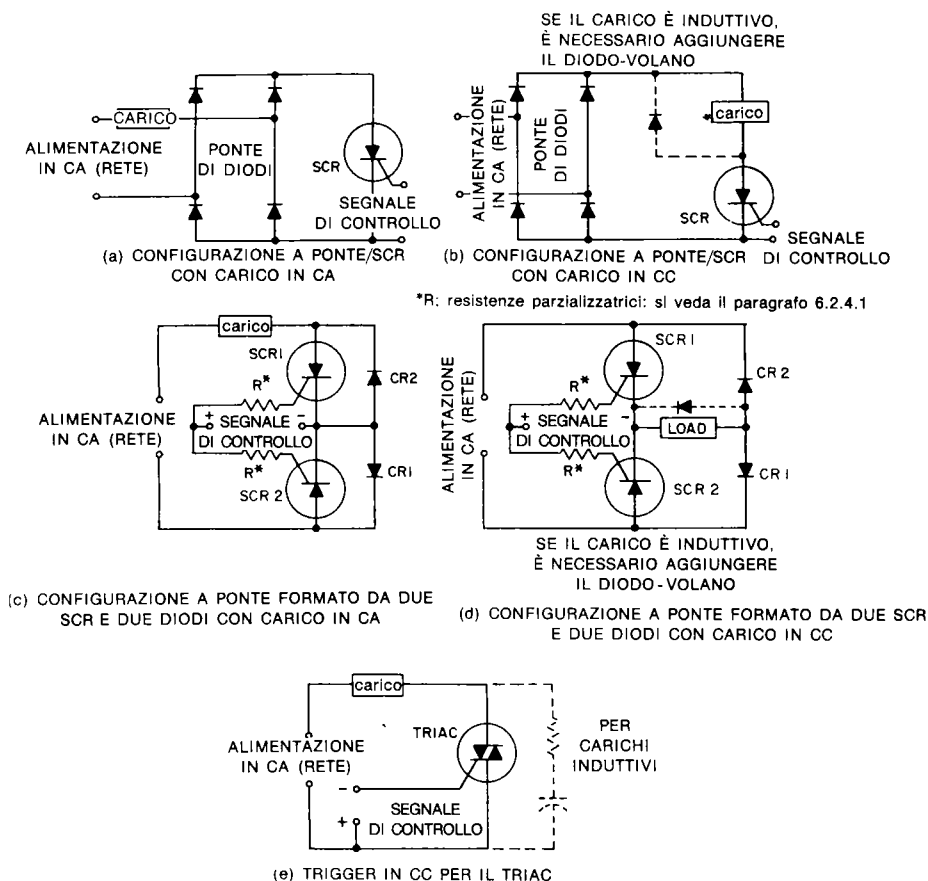



Figura 8.3: Configurazioni basilari per interruttori statici basati su diodi ed SCR oppure su TRIAC.

invertono tanto rapidamente che lo SCR può non aver il tempo di commutare. In tal caso, i circuiti delle figure 8.3(c) e (d) danno risultati migliori. Il circuito di figura 8.3(e) mostra come si può dare il trigger ad un triac con un segnale continuo CC. Diversamente dal circuito di figura 8.1(b), le varie configurazioni di figura 8.3 possono anche essere sottoposte direttamente ad un segnale CC di controllo non isolato, visto che i catodi degli SCR sono collegati assieme. Nelle funzioni di commutazione a bassa tensione, la caduta multipla di tensione in serie al carico della figura 8.3(a) e sino alla figura (d) può rappresentare un serio svantaggio.

8.2.4 - TECNICA DELL'AUTOALLACCIAMENTO DEL TRIAC

I circuiti riportati nella figura 8.4 sono esempi di interruttori autoallaccianti muniti di triac. Quando la tensione è applicata al circuito di figura 8.4(a), inizialmente il triac è bloccato e l'intera tensione di rete appare ai terminali del medesimo. Ciò significa che non vi è tensione sul carico, e siccome il gate deve essere allo stesso livello del terminale MT_1 del triac, non vi è tensione su R_1 e C_1 e non circola intensità nel gate. Una volta che il triac sia soggetto a trigger, la tensione di rete appare in parallelo al carico, e su R_1-C_1. La corrente di quadratura che attraversa R_1-C_1 ed il gate del triac raggiunge il valore di picco quando la tensione del carico passa per lo zero, ridando il trigger al triac per ciascun semiperiodo. Siccome il circuito impiega i metodi di trigger III+ ed I−, si deve impiegare un triac particolarmente selezionato (per esempio, il modello SC241B13 deve essere impiegato al posto dello SC241).

Analogamente, nella figura 8.4(b), quando si applica un impulso di trigger, il triac innesca. In tal modo, la tensione di rete è applicata in parallelo al carico e provoca un flusso di corrente attraverso l'induttanza L_1 e la resistenza R_2. Tale corrente di gate è sfasata di circa 90° rispetto alla tensione d'alimentazione. Quando la rete muta polarità, la corrente continua a circolare fuori dal gate verso l'induttanza L_1, provocando la commutazione nell'innesco del triac sino a che la tensione di linea sullo MT_2 diviene negativa. Diversamente dal circuito di figura 8.4(a), il circuito di figura 8.4(b) impiega i metodi di trigger I+ e III− quindi non richiede un triac particolarmente selezionato, come prima.

La corrente istantanea tramite il circuito di gate (R_1-C_1, oppure R_2-L_1) nell'istante nel quale la corrente di linea cambia polarità, determina l'autoagganciamento del triac. È quindi necessario selezionare i valori di R_1-C_1, oppure di R_2-L_1, per produrre una sufficiente intensità di quadratura per dare il trigger al triac in ciascun semiperiodo. Per i carichi reattivi, la corrente sinusoidale del gate è sufficientemente slittata in fase rispetto alla corrente di linea per permettere che R_1 oppure R_2 da sola (senza C_1 o L_1) possano essere impiegate per dare il trigger al triac; in tal modo vi è ancora abbastanza corrente disponibile per il pilotaggio del gate, anche quando la corrente del gate passa per lo zero.

È da notare che se il triac è sottoposto a trigger da un transitorio di rete, le caratteristiche di autoallacciamento del circuito provocano l'alimentazione del carico, sino a che si ha il reset.

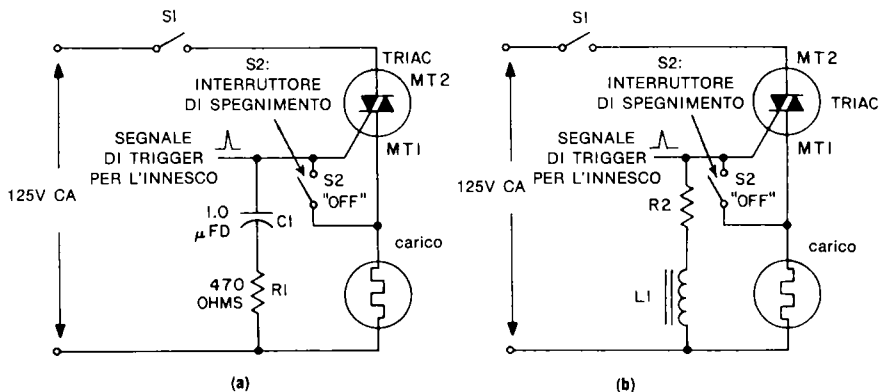



Figura 8.4: Sistemi a TRIAC autoallaccianti.

8.2.5 - DEVIATORE STATICO IN CA

La figura 8.5 mostra il circuito di una sorta di relais deviatore a stato solido (a "contatto di scambio"). Allorchè la tensione è applicata, il Q_1 innesca, attivando il carico n° 1, perchè l'intera tensione di linea appare sul Q_2, fornendo la corrente del gate tramite la R_1. Quando si chiude S_1, il Q_2 innesca a sua volta togliendo il pilotaggio dal gate del Q_1 ed attivando il carico n° 2. Questo circuito può essere modificato impiegando vari sistemi di autoallacciamento, come quelli che si vedono nelle figure 8.4(a) e (b).

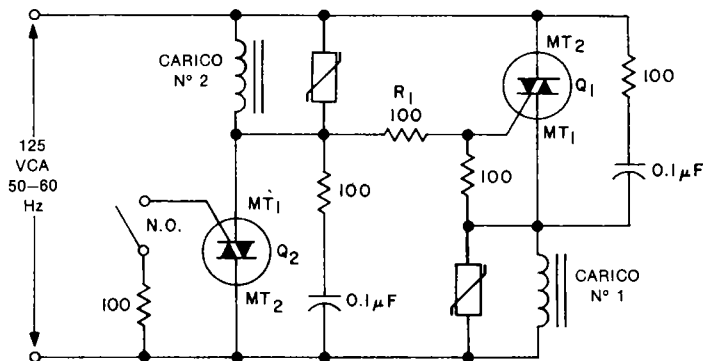



Figura 8.5: Interruttore statico in CA che lavora in "Commutazione" con due carichi.

8.3 - Tecnica d'innesco sul semiperiodo negativo che utilizza uno SCR asservito

Nel circuito di figura 8.6, si vede uno SCR connesso con un altro in antiparallelo. Con questa configurazione, è possibile ottenere l'innesco con ciascun trigger seguente all'inizio di ciascun semiperiodo negativo tramite l'asservimento di un altro SCR. Quando lo SCR_1 è sottoposto a trigger, il condensatore C_1 si carica tramite il diodo CR_1 e la resistenza R_1. Il C_1, di seguito di scarica sulla R_2 e sul gate dello SCR_2 fornendo la corrente necessaria per innescare lo SCR ultimo detto all'inizio di ciascun semiperiodo negativo.

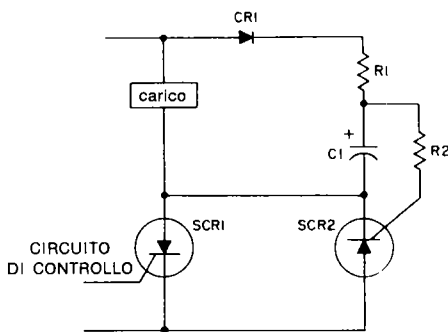



Figura 8.6: Circuito che impiega uno SCR asservito per il funzionamento sul semiperiodo negativo.

Equazioni di progetto: I_{GTmax} dalle specifiche

$I_{GTpicco}$ 5 × I_{GTmax}

$$R_2 = \frac{E_{C1\,max}}{I_{GT\,picco}} \quad (8.1)$$

$$\tau_2 = C_1 \cdot R_2 \approx 4 \text{ ms (per il funzionamento a 60 Hz)} \quad (8.2)$$

$$C_1 = \frac{\tau_2}{R_2}$$

$$R_1 \approx \frac{E_{linea}\sqrt{2} \cdot R_2}{E_{C1\,max}} \quad (8.3)$$

Se si deve servire un carico induttivo, il 2 deve essere incrementato.

Per poter reinnescare lo SCR1 nuovamente, quando la rete diviene positiva, il circuito di controllo deve erogare la necessaria corrente di trigger; se ciò non avviene, ambedue gli SCR rimangono interdetti. Di conseguenza, questo non è un circuito "autoallacciante".

8.3.1 - COMMUTAZIONE ALLA TENSIONE ZERO PER MEZZO DI UNO SCR ASSERVITO

La figura 8.7 mostra un'altra combinazione di SCR, con uno dei due asservito, che serve per ottenere la commutazione sincrona. In questo caso, l'assenza di un segnale "di apertura" fa erogare agli SCR l'onda intera al carico. Quel che sia la fase del segnale di controllo, la tensione sul carico è sempre applicata per l'intero ciclo con una discontinuità trascurabile, quindi con un minimo di interferenze a radiofrequenza. Lo SCR_2 funziona come elemento "asservito" allo SCR_1, perchè l'energia accumulata nell'induttanza L_1 dà il trigger allo SCR_2 all'inizio di ciascun ciclo, per cui applica sempre un numero pari di semiperiodi al carico, e riduce gli effetti della saturazione magnetica nei carichi induttivi. Applicando un segnale di gate allo SCR_3, il pilotaggio per il gate dello SCR_1 è sottratta ed il valore del gate è essenzialmente mantenuto eguale a quello del catodo. Quando la rete diviene positiva all'anodo dello SCR_1, siccome non vi è tensione di gate presente, lo SCR_1 è portato nell'interdizione, quindi il carico non è più alimentato. Questo circuito è ideale quando si devono evitare i disturbi RF, per esempio quando dei sensibili apparecchi di misura devono essere impiegati in prossimità di un commutatore di rete.

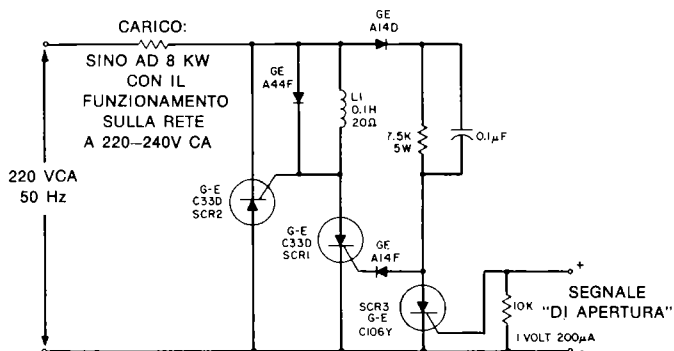



Figura 8.7: Interruttore funzionante al "passaggio per lo zero" della rete-luce che provoca delle interferenze RF molto limitate.

Il circuito, più che per un impiego pratico, è illustrato per spiegare come possa essere utilizzata la tecnica dell'asservimento dello SCR. Per ulteriori informazioni sulla tecnica della commutazione al passaggio per lo zero, il lettore può riferirsi al Capitolo 1 Volume 1.

8.4 - Circuito trigger SCR "one shot"

Un circuito che serve per dare il trigger ad uno SCR solo per un semiperiodo completo della rete, appare nella figura 8.8. Il segnale d'eccitazione inizia chiudendo

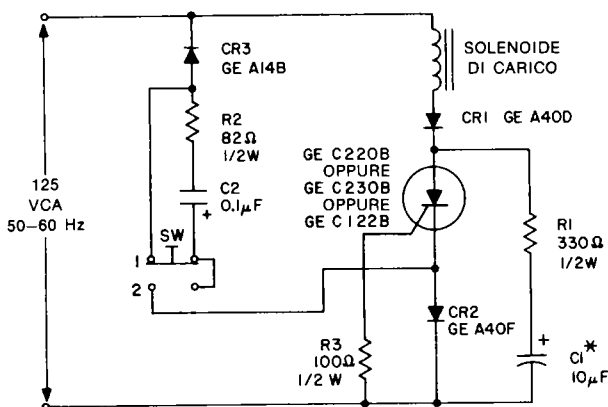
il doppio deviatore a pulsante SW, e lo SCR innesca *sempre all'inizio* di ciascun semiperiodo positivo, anche se il deviatore è azionato a caso, in qualunque momento, durante i due semiperiodi precedenti. Lo SCR non innesca sino a che lo SW è aperto e poi richiuso. Questo tipo di "logica" è utile per l'alimentazione di vari strumenti e per il solenoide che fa funzionare le pistole puntatrici, i martelli elettrici ecc.; tutte macchine nelle quali la corrente nel carico deve scorrere solo per un semiperiodo alla volta.

* La costante di tempo di C1 R1, può necessitare di una messa a punto in relazione alla corrente di tenuta dello SCR. Si veda il testo.

Figura 8.8: Circuito trigger SCR "ONE SHOT".

Durante i semiperiodi nei quali la tensione anodica dello SCR è positiva, il condensatore C_1 si carica attraverso il carico, CR_1 ed R_1. Sino a che SW è mantenuto nella posizione 1, lo SCR non conduce. Quando lo SW è premuto e passa nella posizione 2, mentre la tensione di rete è negativa, la corrente di carica del C_2 (tramite il sistema in serie formato da R_3, la giunzione catodo-gate dello SCR, SW, C_2, R_2 e CR_3) dà il trigger allo SCR anche se al momento la rete è negativa perchè l'anodo dello SCR "vede" la tensione positiva del C_1. Lo SCR_1, è quindi innescato solo quando la tensione di rete è negativa ed è mantenuto nell'innesco dalla corrente di tenuta che gli proviene dal condensatore C_1 tramite la resistenza R_1. Il sistema in serie R_1-C_1 deve essere calcolato per dare una corrente che basti per la tenuta su di un solo ciclo, visto che una corrente che duri più di un ciclo manterrebbe lo SCR innescato anche per il semiperiodo successivo. In sostanza, la corrente di allacciamento è determinata da R_1 e C_1. Una volta che il C_2 sia carico, non vi è più corrente di gate tramite lo SCR anche se lo SW è mantenuto nella posizione 2. Per dare il trigger nuovamente allo SCR, lo SW deve essere lasciato andare nella posizione 1 per ottenere la scarica del C_2.

8.5 - Regolatore per caricabatteria

La figura 8.9 illustra un sistema poco dispendioso per utilizzare lo SCR come regolatore da caricabatteria, eliminando ogni problema inerente ai vari relais elettromeccanici di massima: i contatti che rimangono "incollati", che si bruciano, che si deformano, che si consumano, l'avvolgimento che brucia ecc. Così come è mostrato, il circuito è in grado di caricare una batteria da 12V ad una corrente di 6A. È possibile ricavare altre tensioni e correnti, da 6 a 600V e sino a 300A con la medesima circuiteria fondamentale, scegliendo altrimenti le parti[3]. Quando la tensione della batteria raggiunge il livello di piena carica, lo SCR che la controlla s'interdice e continua a circolare solo una corrente di mantenimento determinata dal valore di R_4.

CR_4 e CR_5 applicano una CC rettificata ad onda intera allo SCR_1 posto in serie alla batteria che si deve caricare. Quando la tensione della batteria diviene bassa, lo SCR_1 riceve il trigger per ciascun semiperiodo tramite la resistenza R_1 ed il diodo CR_1. In queste condizioni, la tensione di campionatura che appare al cursore del potenziometro R_3 (V_R), è inferiore alla tensione di conduzione V_Z del diodo zener CR_2, e lo SCR_2 non può essere portato all'innesco. Non appena la batteria raggiunge la massima carica, la tensione ai suoi terminali cresce, l'ampiezza della V_R eguaglia quella della V_Z (più la tensione di gate necessaria per dare il trigger allo SCR_2). In tal modo lo SCR_2 inizia a condurre per ciascun semiperiodo. All'inizio, lo SCR_2 innesca su di un radiante $\pi/2$ (90°) dopo l'inizio di ciascun semiperiodo, coincidente con il picco della tensione d'alimentazione, il picco della corrente di carico e la massima tensione della batteria. Mentre la tensione della batteria accresce, e la carica prosegue, l'angolo di trigger dello SCR_2 aumenta in ciascun semiperiodo sino a che, eventualmente lo SCR_2 riceve il trigger *prima* che l'ingresso sinusoidale abbia un'ampiezza sufficiente per portare nella conduzione lo SCR_1. Con lo SCR_2 innescato per primo in ciascun se-

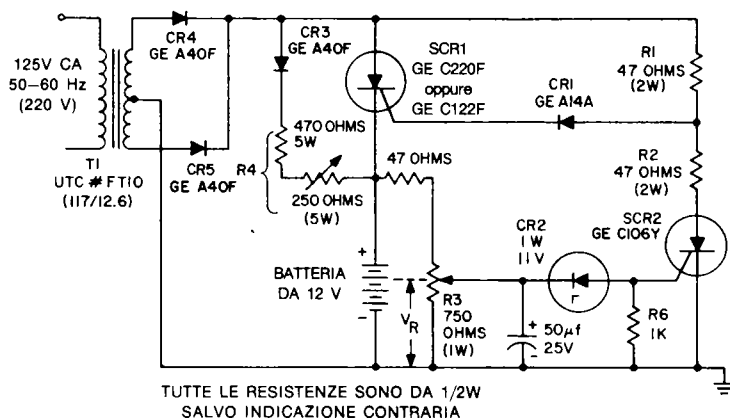



Figura 8.9: Regolatore per caricabatteria

miperiodo l'azione di divisore realizzata da R_1 ed R_2 porta alla polarizzazione contraria il CR_1, e lo SCR_1 non può più essere soggetto a trigger. La maggior intensità di carica, quindi non circola più. Il diodo CR_3 e la resistenza R_4 possono essere aggiunti se si vuole, per dare una carica di mantenimento alla batteria durante il periodo di "off". La maggior via di carica è riattivata automaticamente, quando la V_R scende al di sotto del valore della V_Z e lo SCR_2 smette di essere sottoposto a trigger durante ciascun ciclo.

8.6 - Interruttore statico in CC

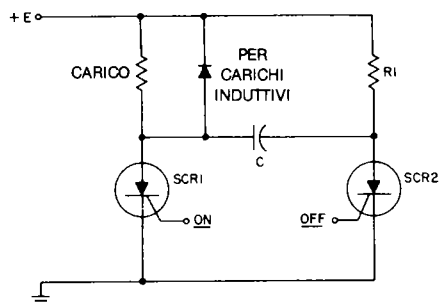



Figura 8.10: Interruttore statico in CC (Flip-Flop che impiega gli SCR).

La figura 8.10, illustra un interruttore statico per CC. Quando un segnale dalla piccola potenza è applicato al gate dello SCR_1, questo innesca ed al carico è applicata la tensione. La placca destra del condensatore C, si carica al positivo rispetto a quella sinistra, tramite R_1. Quando lo SCR_2 riceve a sua volta il trigger, il condensatore C è connesso sullo SCR_1, cosicchè per un istante tale SCR risulta polarizzato in modo inverso, tra anodo e catodo. Questa tensione inversa interdice lo SCR_1, semprechè la polarizzazione non sia applicata simultaneamente ai due gates. Come abbiamo detto, la corrente che attraversa il carico scende verso lo zero in modo esponenziale mentre il C si carica.

Lo SCR_1 deve essere scelto in modo tale che la massima corrente del carico rientri nelle sue specifiche. Lo SCR_2 deve condurre solo momentaneamente, durante il funzionamento di "turn off", quindi può essere più piccolo dello SCR_1, dotato di caratteristiche inferiori. Il valore minimo della capacità di commutazione C, può essere determinato tramite le seguenti equazioni:

Per i carichi resistivi: $C \geq \frac{1{,}5\, t_{off}\, I}{E}\ \mu F$ (8.4)

Per i carichi induttivi: $C \geq \frac{t_{off}\, I}{E}\ \mu F$ (8.5)

Ove t_{off} = Tempo d'innesco dello SCR in μ secondi (si vedano le specifiche per gli SCR previsti per il funzionamento negli inverter)

I = Massima corrente di carico (inclusi i possibili sovraccarichi) in A per il tempo di commutazione.

E = Minima tensione di alimentazione in CC.

La resistenza R_1, deve avere un rapporto da dieci a cento volte inferiore, rispetto al minimo effettivo valore della resistenza di blocco diretto dello SCR_2. L'ultimo valore indicato, può essere ripreso dalle curve della corrente di perdita pubblicate, che accompagnano lo SCR preso in considerazione.

In taluni casi, è possibile sostituire lo SCR_2 con un interruttore meccanico, al fine di disinnescare lo SCR_1, quando lo si chiude momentaneamente. In questo interruttore elettronico si possono introdurre varie altre modifiche utili, considerando prima di tutto i circuiti con i quali deve essere utilizzato.

8.6.1 - RELAIS IN CC AUTOBLOCCANTE O FLIP-FLOP DI POTENZA

Sostituendo la resistenza R_1 con un secondo carico pilotato, e scegliendo lo SCR_2 in modo tale da dimensionarlo adeguatamente, il circuito di figura 8.10 diviene un analogo statico di un relais deviatore autoallacciante. In questo caso, il condensatore con funzioni di commutatore C deve essere scelto in base alla potenza dei due carichi. Pilotando i due gates con un treno d'impulsi come si vede nella figura 8.11, il circuito diviene un flip-flop ad alta potenza o multivibratore. Per il pilotaggio dei gates si possono impiegare delle sorgenti di onde quadre o anche sinusoidali.

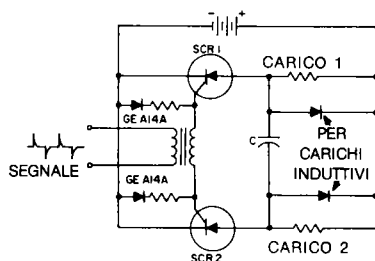



Figura 8.11: Flip-Flop di Potenza, autoallacciante.

8.7 - Circuiti lampeggiatori

I vari tipi di lampeggiatore descritti nei paragrafi 8.6 che seguono, sono basilarmente dei flip-flop di potenza, e possono essere impiegati in una grande varietà di applicazioni, come luci di allarme per strade e punti di snodo del traffico, fari

per barche, fari per aerei ed insegne o sistemi pubblicitari. Gli SCR ed i triac sono ideali per questo tipo di applicazione, siccome possono funzionare in un'ampia gamma di correnti e tensioni con un livello di affidabilità molto più elevato dei sistemi elettromeccanici ancora impiegati comunemente. Sia gli SCR che i triac, offrono anche un importante vantaggio nei confronti dei transistori di potenza, che non richiedono delle variazioni delle correnti di pilotaggio molto ampie, per controllare le notevoli intensità che servono per il controllo delle lampade incandescenti. I vari UJT, PUT, ed anche i transistori formano dei sistemi di trigger ideali per gli SCR ed i triac in questo tipo di applicazione, visto che permettono di realizzare dei sistemi economici per generare delle frequenze variabili su di un ampio spettro, con un elevato livello di stabilità. Altre informazioni sui lampeggiatori possono essere ricavate dalla bibliografia 4.

8.7.1 - LAMPEGGIATORE IN CC CON DEI TEMPI DI "ON" E DI "OFF" (ACCESO – SPENTO) REGOLABILI

La figura 8.12 mostra un circuito di lampeggiatore che utilizza un flip-flop di potenza ed un transistore unigiunzione programmabile (PUT) per ottenere dei tempi di accensione e spegnimento regolabili.

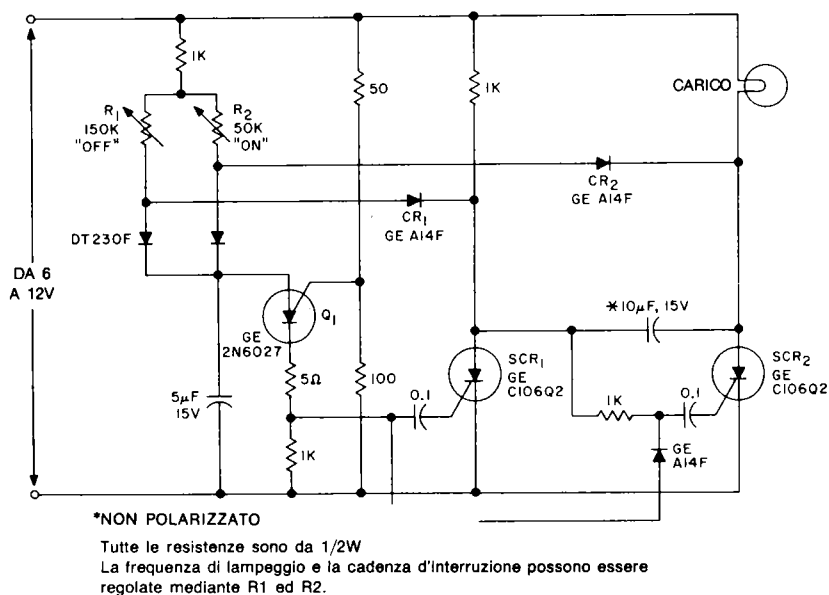



Figura 8.12: Lampeggiatore in CC con dei tempi di "ON" ed "OFF" regolabili.

Per comprendere il funzionamento del circuito, si può assumere che lo SCR_1 sia innescato, il che impedisce al condensatore da 0,1 μF collegato al gate dello SCR_2 di caricarsi. La resistenza R_1 è mantenuta al livello di massa tramite SCR_1, cosicchè

non contribuisce alla corrente di carica del condensatore da 5 μF connesso all'anodo del PUT. Quando la tensione anodica del Q_1 supera quella del gate di circa 0,5V, il Q_1 commuta e fa commutare lo SCR_2. Lo SCR_1 sarà portato nell'interdizione dall'energia accumulata nel condensatore di commutazione da 10 μF. Il condensatore da 0,1 μF connesso al gate dello SCR_2 si carica al valore anodico dello SCR_1 e la R_2 ha un valore limite stabilito dallo SCR_2. A questo punto R_1 carica il condensatore da 5 μF. Quando la tensione di trigger per il Q_1 è raggiunta, per la seconda volta, lo SCR_1 è sottoposto a trigger e lo SCR_2 commuta. I tempi di accensione e spegnimento possono essere regolati in modo indipendente. La resistenza da 1K posta sull'anodo dello SCR_1, può essere sostituito da una seconda lampada.

8.7.2 - LAMPEGGIATORE A BASSA TENSIONE

Impiegando uno SCR ed uno SCR complementare, come si vede nella figura 8.13, è possibile realizzare un semplice lampeggiatore a basso costo ed a bassa tensione.

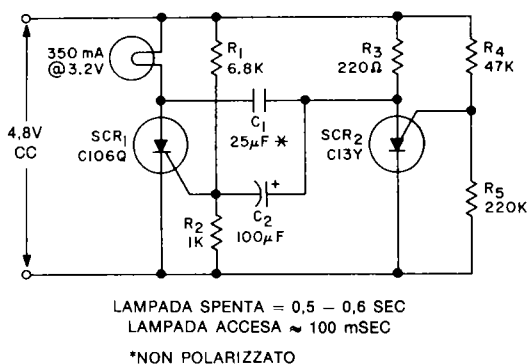



Figura 8.13: Lampeggiatore a bassa tensione.

Quando si applica tensione al circuito, si dà il trigger allo SCR_1. Con lo SCR_1 innescato, la tensione anodica dello SCR_2 aumenta sino a che il medesimo conduce a sua volta facendo commutare lo SCR_1. La tensione sul gate dello SCR_1 diviene negativa, a questo punto, e perchè lo SCR_1 possa nuovamente innescare, deve di nuovo raggiungere un potenziale di $\approx$ 0,5V.

Il circuito può essere impiegato anche a livelli di tensione maggiori, ma la tensione di picco negativa sul gate dello SCR_1 deve essere limitata a meno di 6V.

8.7.3 - LAMPEGGIATORE SEQUENZIALE

Un lampeggiatore sequenziale che può essere impiegato nei mezzi mobili per segnalazioni di svolta e simili appare nella figura 8.14.

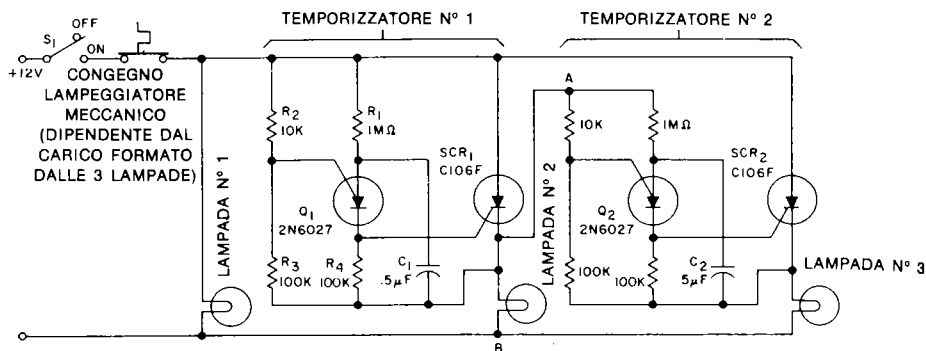



Figura 8.14: Lampeggiatore sequenziale.

Quando si chiude l'interruttore di svolta S_1, la lampada n° 1 si accende immediatamente ed il condensatore C_1 si carica al livello di trigger del Q_1. Quando la tensione anodica del Q_1 supera il valore della tensione di gate di 0,5V, il Q_1 commuta nello stato a bassa resistenza; in tal modo dà il trigger allo SCR_1 attivando la lampada n° 2 ed il secondo circuito temporizzatore. Dopo che il Q_2 ha commutato nella resistenza bassa, lo SCR_2 riceve il trigger ed attiva la lampada n° 3.

Non appena l'interruttore termico toglie la corrente alle tre lampade, gli SCR_1 ed SCR_2 sono subito disinnescati, ed il circuito è pronto per un nuovo ciclo di lavoro.

8.7.4 - LAMPEGGIATORE A BASSA POTENZA

Il circuito che appare nella figura 8.15 è stato scelto per illustrare i principi di base di funzionamento di un lampeggiatore SCR/UJT che può essere facilmente semplificato o modificato per adattarsi a necessità specifiche. Il transistore unigiunzione Q_1, funziona come oscillatore a rilassamento, erogando un treno d'impulsi di trigger ai gate dei due SCR tramite la resistenza R_1. Si assuma che lo SCR_2 sia innescato e che la lampada sia accesa. Non appena giunge il successivo impulso, SCR_1 ed SCR_2 sono disinnescati da un impulso di commutazione accoppiato agli anodi tramite il condensatore C_2. Poichè gl'impulsi di commutazione hanno una durata più lunga che gl'impulsi di trigger, lo SCR_2 non può essere sottoposto a retrigger in modo non voluto durante questo periodo. Lo SCR_2 è sottoposto ad un nuovo trigger, ma corretto, dal *successivo* impulso di trigger che proviene dalla R_2. Il "blocco" (una disfunzione del flash provocata dall'accensione contemporanea degli SCR) è evitata facendo si che lo SCR_1 possa interdirsi indipendentemente dal condensatore di commutazione. Ciò si ottiene facendo operare la SCR_1 nel modo cosiddetto "starved", che si ottiene dimensionando la R_2 in modo tanto ampio che lo SCR_2 non possa rimanere innescato salvo che durante la scarica del C_2. Durante la porzione che resta, del ciclo, lo SCR_1 è disinnescato e C_2, quindi, è in grado di sviluppare una tensione di commutazione per lo SCR_2. Con i componenti indicati nello schema, la frequenza di lampeggio, che può essere regolata tramite R_3, va da 36 lampi al minuto a 160 lampi al minuto.

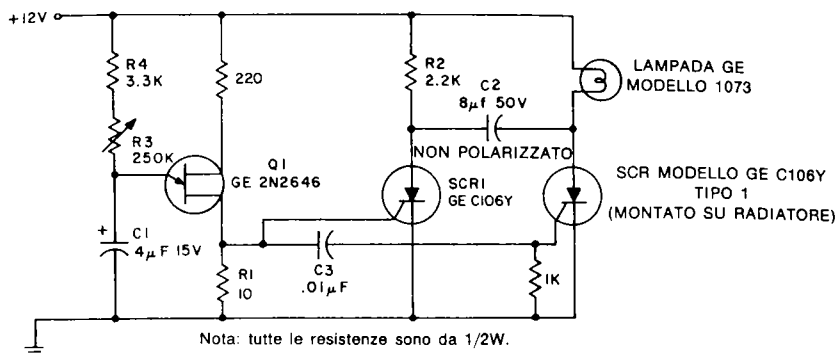



Figura 8.15: Lampeggiatore di piccola potenza alimentato in CC.

8.7.5 - UN LAMPEGGIATORE FUNZIONANTE IN ALTERNATA

Se si prevede d'impiegare un carico piuttosto forte, il lampeggiatore-base in CC mostra lo svantaggio di richiedere un grosso condensatore di commutazione. In molte applicazioni, l'impiego dei lampeggiatori alimentati in alternata risulta più economico. La figura 8.16 mostra un lampeggiatore di potenza a flip-flop che può sopportare due carichi indipendenti, ciascuno dei quali può raggiungere la potenza di 2,5 KW. Il trasformatore T_1, i diodi da CR_1 a CR_4, la resistenza R_1 ed il condensatore C_1 formano il sistema d'alimentazione per l'oscillatore unigiunzione ed il flip-flop transistorizzato che impiega Q_2 e Q_3. La tensione interbase del Q_1 è ripresa direttamente dal rettificatore a ponte per sincronizzare l'oscillazione dell'UJT alla rete; l'impulso d'uscita che appare sulla R_4, dà il trigger al flip-flop transistorizzato che produce l'illuminazione alternativa delle due lampade tramite il pilotaggio dei triac. La frequenza del lampeggio è determinata dalla costante di tempo di R_2, R_3 e C_2.

Figura 8.16: Lampeggiatore di potenza alimentato in CA.

8.8 - Sistemi di protezione che impiegano gli SCR

Le rapide caratteristiche di commutazione degli SCR, rendono possibile progettare degli interessanti circuiti di protezione che possono eliminare transistori, eccessive tensioni, o correnti di cortocircuito ecc.

Alcuni esempi di tali circuiti sono esposti di seguito, ma il tema è trattato ancora più diffusamente nei Capitoli 4 e 5 del Volume 2 che parlano delle extracorrenti e delle tensioni eccessivamente elevate nei circuiti a tiristori.

8.8.1 - LA PROTEZIONE DA ECCESSIVE TENSIONI NEI CIRCUITI CHE FUNZIONANO IN ALTERNATA

La figura 8.17 mostra un circuito che può essere impiegato per la protezione generica contro i transitori negli apparecchi che lavorano a rete. Quando la rete supera la tensione d'innesco del diodo zener si ha l'innesco dello SCR_1 o dello SCR_2, in relazione alla polarità della rete nel medesimo istante. La resistenza R_1 limita la corrente ai valori momentanei che possono circolare negli SCR. Per i modelli C35, la R_1 deve limitare la corrente di picco su di un solo ciclo a meno di 225A. L'effetto di carico che risulta da questo tipo di funzionamento, spegne i transitori di tensione che appaiono sulla rete. Poichè l'alimentazione in CA muta di segno di continuo, dopo ogni periodo si ha lo spegnimento dello SCR posto nella conduzione.

Figura 8.17: Sistema di protezione contro i transitori che impiega gli SCR.

8.8.2 - SISTEMI LIMITATORI DI CORRENTE ED INTERRUTTORI AUTOMATICI

In alcune applicazioni del controllo in fase, una corrente che derivi da un cortocircuito e sia eccessiva può risultare distruttiva anche se è limitata ad un solo semiperiodo. In tal modo non è possibile mettere in opera dei circuiti convenzionali di protezione e meno ancora risultano utili i classici "breaker" bimetallici o elettromagnetici. Anche in vari modelli d'invertitori che funzionano in CC, può essere desiderabile di disporre di un interruttore molto veloce nell'eventualità che l'inverter si blocchi per una qualunque ragione.

Un interruttore elettronico che impiega due SCR e che opera sul principio della limitazione appare nella figura 8.18. Tale circuito compie il lavoro molto bene, ad alta velocità. Tutto il complesso, può essere posto in serie con l'uscita CC di un rettificatore controllato in fase o con l'ingresso, sempre CC, di un circuito invertitore.

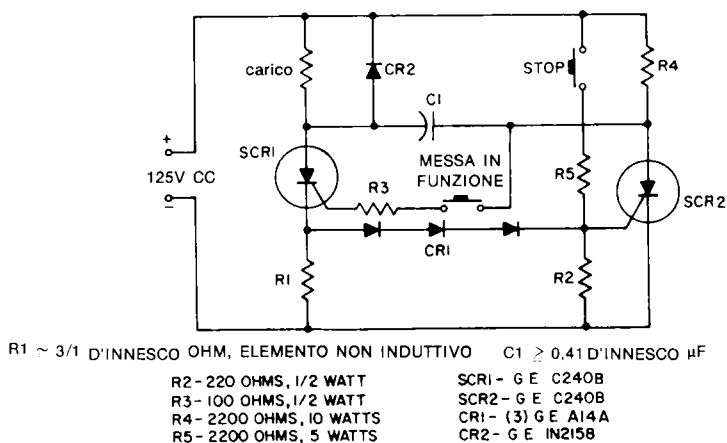



Figura 8.18: Interruttore in grado di controllare intensità di 16A.

L'interruttore, di base, è una sorta di condensatore in parallelo commutato da un flip-flop. Quando si preme momentaneamente il pulsante "Start", lo SCR_1 inizia a condurre ed eroga corrente al carico, sempreché la corrente di carico sia tale da assicurare la minima corrente di tenuta nello SCR_1. Il condensatore C_1, di seguito si carica alla tensione di carico tramite la R_4; il terminale destro del C_1 diviene positivo rispetto al terminale sinistro. Quando lo SCR_2 riceve il trigger dalla chiusura momentanea del pulsante "Stop", il terminale positivo del condensatore C_1 è connesso al catodo dello SCR_1, invertendo la polarità ai capi del detto e portandolo nell'interdizione. In tal modo s'interrompe il flusso della corrente nel carico ed il circuito si apre. Lo SCR_2, può anche essere sottoposto a trigger dalla tensione che si sviluppa sulla R_1 a causa di una corrente di carico che superi la tensione di caduta diretta della serie di diodi indicata come "CR_1", più la tensione di gate dello SCR_2. Regolando il valore della R_1 e scegliendo il numero giusto per i diodi collegati in serie, che formano CR_1, il circuito può essere reso idoneo a scattare ad un dato livello per interrompere un qualunque sovraccarico o una corrente di cortocircuito. Per ottenere un livello di scatto più preciso nei confronti delle variazioni di temperatura, è possibile sostituire tutti i diodi rettificatori che fanno parte della serie CR_1 con uno zener, lasciandone uno in serie che serve appunto per la compensazione. Per ottenere un livello di scatto ancora più preciso, è possibile impiegare un sensore di eccessiva corrente che utilizzi o un UJT o un PUT.

La curva caratteristica del diodo tunnel al germanio, a sua volta è molto utile per sviluppare un segnale di gate adatto quando si supera uno specifico livello di corrente. Il diodo tunnel ha una corrente di picco molto stabile, alla quale commuta dallo stato a resistenza bassa a quello a resistenza relativamente elevata. Questa caratteristica, unita ad una caduta in tensione molto limitata, rende il dispositivo quasi ideale per l'applicazione detta. Nella figura 8.19 si vede un rivelatore di extracorrente per il circuito limitatore di figura 8.18. La maggior corrente di carico fluisce tramite lo SCR_1 e la R_1. Parte del carico è shuntato dalla R_6, dal diodo tunnel CR_3, dall'avvolgimento primario del T_1. La R_1 ed R_6 sono scelte per far sì che attraverso il diodo tunnel circoli una intensità di 20 mA al massimo carico previsto. In queste condizioni, il CR_3 rimane nel suo stato di resistenza bassa. Se la corrente principale che circola nel carico sale ad un punto che determina una corrente maggiore di 20 mA nel CR_3, si ha la commutazione istantanea verso lo stato di resistenza elevata. Se la corrente tramite il diodo tunnel è mantenuta costante durante l'intervallo di commutazione, si ha un cambio improvviso nella tensione sul CR_3 che ha come effetto l'induzione di un impulso sul primario del T_1 che è aumentato dalla funzione stessa del trasformatore e che è applicato al gate dello SCR_3, facendo scattare il sistema d'interruzione. Il punto di scatto è stabile, con una minima percentuale di deviazione in una gamma di temperatura molto ampia, ed è indipendente dalle caratteristiche di trigger dello SCR_3.

I valori dei componenti riportati nella figura 8.18 sono adatti per un sistema che funzioni a 125VCC. Se s'impiega lo SCR modello C240, il livello di scatto per la corrente non deve superare i 100A, allo scopo di non superare le possibilità di commutazione dello SCR_2.

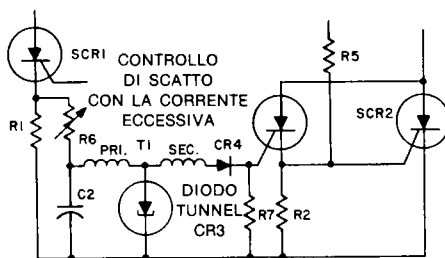



Figura 8.19: Circuito sensibile munito di diodo tunnel che può essere aggiunto al sistema di figura 8.18.

8.8.3 - INTERRUTTORE ELETTRONICO AD ALTA VELOCITÀ O "CATENACCIO ELETTRONICO"

Gli americani usano indicare con il termine di "electronic crowbar", che si potrebbe tradurre in "catenaccio elettronico", un circuito che protegge i sistemi funzionanti in CC bloccando l'alimentazione se interviene qualche transitorio o cortocircuito. Un sistema del genere è illustrato nella figura 8.20, che si è dimostrato molto efficace in pratica. In questo, se la tensione di alimentazione in CC supera il livello massimo stabilito tramite il potenziometro R_1, la tensione di emettitore per l'UJT_1 fa condurre l'elemento, e non appena lo UJT_1 scatta nella conduzione, lo SCR innesca. La tensione d'alimentazione completa è quindi applicata all'interruttore "Circuit breaker", che apre ambedue i poli dell'alimentazione. Oltre ad aumentare la velocità di funzionamento dell'interruttore, il circuito impedisce che la tensione sul carico aumenti prima che si abbia l'interruzione. Il circuito protegge quindi il carico e l'alimentatore contemporaneamente tramite la R_3. Quando la tensione di caduta sulla R_3 supera il valore massimo previsto, e stabilito tramite il potenziometro R_2, la tensione all'emettitore dell'UJT_2 supera il punto di picco facendo innescare quest'altro UJT_2 e lo SCR, come si è visto in precedenza. Poichè la tensione di scatto per l'UJT è molto stabile, la caduta di tensione sulla R_3 può essere compresa nella gamma che va da 100 mV a 500 mV. Se si desidera solo la protezione dalle sovratensioni, il circuito di figura 8.20 può essere semplificato eliminando la UJT_2 e la circuiteria relativa. Analogamente, se si desidera solo la protezione contro le extracorrenti, si può eliminare lo UJT_1 ed i componenti relativi.

Nel circuito di figura 8.20 il rettificatore CR_1 ed il condensatore C_3 sono impiegati per la protezione contro i transitori di tensione negativi che potrebbero causare uno

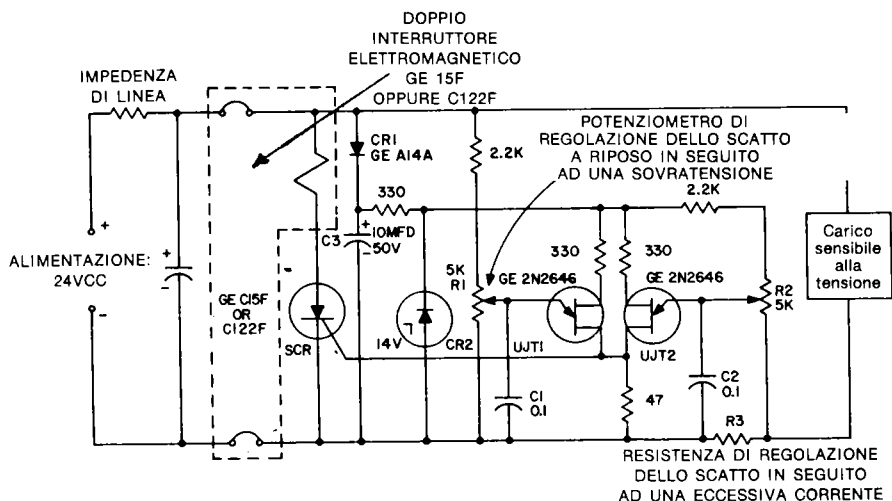



Figura 8.20: Sistema di protezione "CROWBAR" per circuiti funzionanti in CC, che evita gli effetti delle tensioni e delle correnti troppo elevate.

scatto erroneo del circuito. I valori dei potenziometri R_1 ed R_2 sono regolati in modo tale da avere una costante di tempo appropriata con i valori dei C_1 e C_2 per ottenere un responso tempo-tensione come è desiderato per lo scatto nell'interdizione.

Lo SCR è ideale per questo genere di circuito, considerando che può commutare pochi microsecondi dopo aver ricevuto il trigger.

Per aumentare la potenza di commutazione del circuito, al posto dello SCR indicato, si possono impiegare i modelli C35F oppure C50F. Con l'impiego del modello C50F il circuito diviene in grado di sopportare delle correnti momentanee sino a 2000A per 2 millisecondi, senza che lo SCR riporti danni.

8.9 - I contatori ad anello

Un contatore ad anello, può essere considerato un circuito che trasferisce in modo sequenziale la tensione da un carico al successivo, e poi ancora al successivo e di seguito, mentre tutti i carichi sono collegati ad una unica sorgente di alimentazione. Il trasferimento lungo la direzione scelta è irreversibile, e ciascuno scatto è provocato da un impulso che proviene dalla linea comune d'ingresso. Il contatore ad anello è un dispositivo estremamente utile per applicazioni digitali, e gli SCR hanno un utilizzo conveniente in special modo quando si tratta di applicazioni a bassa velocità, ma che richiedano la commutazione di tensioni o di correnti elevate, o ambedue.

8.9.1 - CONTATORE AD ANELLO CON ACCOPPIAMENTO DI CATODO

Tanto per fare un esempio, un contatore ad anello a dieci stadi, può servire come un contatore a decade per il pilotaggio diretto di una lampada a scarica nel gas "NIXIE"®. Il circuito di figura 8.21 mostra un contatore ad anello a tre stadi con accoppiamento catodico, che può pilotare dei carichi ad alta tensione con delle correnti che giungano sino a 50 mA. È possibile aggiungere tutti gli stadi addizionali che si desiderano. Assumendo che lo SCR_1 sia innescato e conduca la corrente del carico, SCR_2 ed SCR_3 saranno al momento interdetti. I condensatori C_3 e C_1 si caricheranno alla tensione d'alimentazione tramite R_3/RL_2 ed R_1/RL_3 rispettivamente, mentre i condensatori C_5 e C_6 si caricheranno tramite RL_2 ed RL_3. Ora, visto che lo SCR_1 è nella conduzione, C_2 e C_4 non si possono caricare. Quando dalla linea di comando di spostamento giunge un impulso, è possibile portare nella conduzione unicamente lo SCR_2, visto che il diodo CR_2 che fa capo al circuito di gate è l'unico che non ha la polarizzazione resa inversa da uno dei condensatori sotto carica. In qualsiasi contatore ad anello, solo lo SCR che segue quello già nella conduzione può essere sottoposto a trigger. Non appena lo SCR_2 innesca, il condensatore C_5 è collegato in parallelo (o quasi) alla R_4, che porta la linea comune a tutti i catodi all'alimentazione. In tal modo

lo SCR_1 risulta polarizzato all'inverso e deve interdirsi. Quando giunge il nuovo impulso di spostamento, SCR_3 innesca, e lo SCR_2 s'interdice ... e via di seguito. Il vantaggio maggiore offerto dal contatore ad anello collegato con i catodi comuni, è che ai carichi appare una forma d'onda quadra indistorta e priva di transitori. Il suo maggiore svantaggio è che si devono impiegare dei condensatori di commutazione (C_4, C_5, C_6) piuttosto ampi, con una conseguente limitazione della velocità di funzionamento.

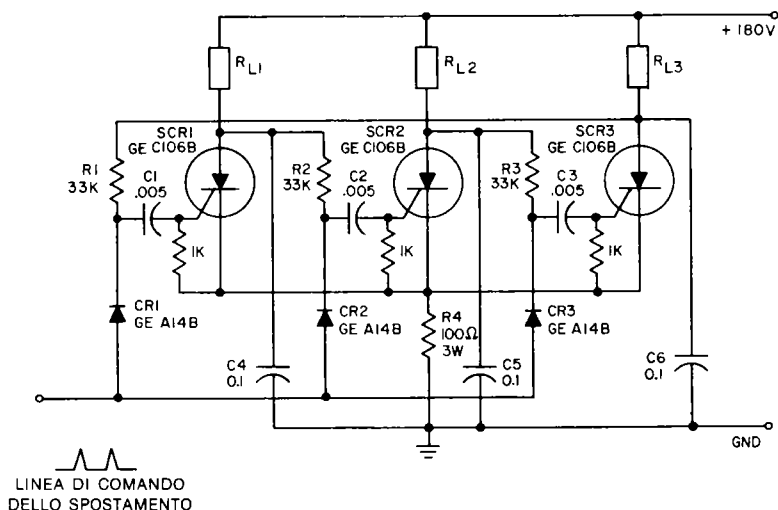



Figura 8.21: Contatore ad anello munito di accoppiamento dei catodi.

8.9.2 - CONTATORE AD ANELLO CON ACCOPPIAMENTO ANODICO

In quelle applicazioni nelle quali i transitori di commutazione possono essere tollerati, o nelle quali si debba avere una elevata velocità di commutazione, o ambedue le caratteristiche (per esempio nel caso di pilotaggio di lampade), il contatore ad anello già visto può essere modificato come segue:

1. La resistenza R_4 sarà eliminata, e si porterà direttamente a massa la linea comune che unisce i catodi.
2. Si elimineranno i condensatori C_4, C_5 e C_6.
3. Si collegherà un condensatore da 5.000pF tra ogni coppia di anodi degli SCR.

La figura 8.22 mostra il circuito modificato che nel caso in esame serve per il pilotaggio di un tubo a decade Nixie modello 6844A[5].

* Marchio registrato della Burroughs Corporation

+ 170 VOLTS
10K
NIXIE
#6488
(BURROUGHS)
4.7K(2W)
4.7K(2W)
4.7K(2W)
.005
.005
.005
A
A
33K
33K
33K
.005
.005
.005
SCR1
GE
C106B
oppure
C103B
SCR2
GE
C106B
oppure
C103B
SCR3
GE
C106B
oppure
C103B
1K
1K
1K
GE
A14A
GE
A14A
GE
A14A
LINEA DI COMANDO
DELLO SPOSTAMENTO

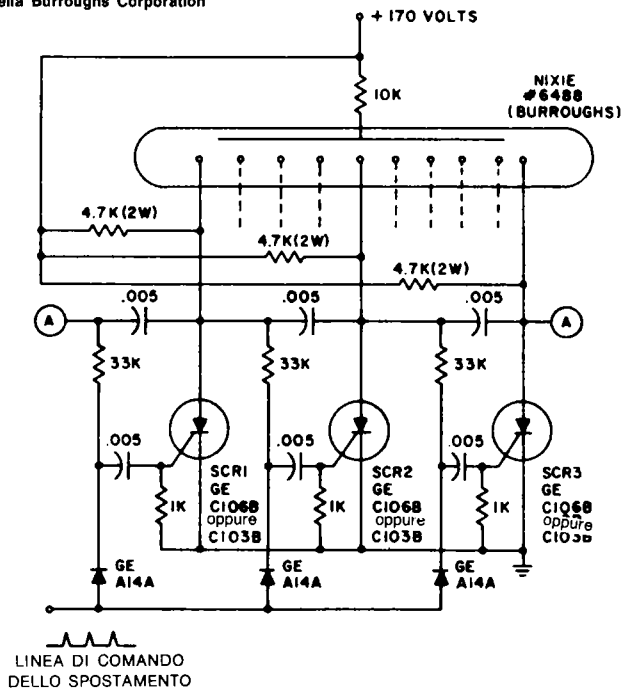
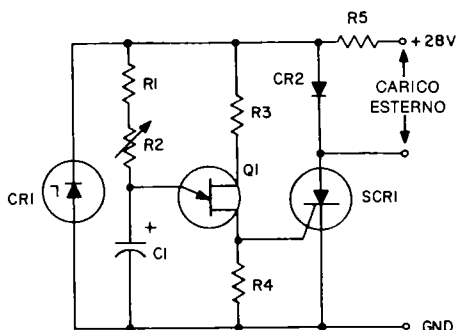



Figura 8.22: Contatore ad anello munito di accoppiamento anodico (sistema di lettura a decade).

R1 -- 2,2K, 1/2W
R2 -- DA 1K A 500K POTENZIOMETRO LINEARE
R3 -- 150Ω, 1/2W
R4 -- 27Ω, 1/2W
R5 -- 560Ω, 2W

C1 -- DA 0,2 A 100 μF, 15V.
SCR1 -- MODELLI GE 22F, OPPURE C11F, C122F
CR1 DIODO ZENER DA 18V, 1W, 10%
CR2 -- DIODO GE A14A
Q1 - UJT GE 2N1671B

Figura 8.23: Temporizzatore di precisione allo stato solido funzionante in CC.

8.10 - Circuiti temporizzatori

I circuiti temporizzatori e ritardatori, sono impiegati di frequente nei controlli industriali, per aerei e missili, e servono ad applicare o togliere l'alimentazione ad un dato carico dopo un intervallo stabilito. È possibile porre in cascata dei circuiti temporizzatori per ottenere una serie sequenziale di operazioni temporizzate.

8.10.1 - TEMPORIZZATORE AD UJT ED SCR (RELAIS ELETTRONICO)

La figura 8.23 mostra un timer allo stato solido estremamente semplice, ma anche preciso e versatile. La tensione e la corrente di funzionamento del complesso, dipendono unicamente dalla scelta dello SCR che si vuole impiegare. La resistenza R_5 ed il diodo zener CR_1, erogano una tensione d'alimentazione stabilite per l'UJT. Inizialmente, lo SCR_1 è disinnescato, ed al carico non giunge alcuna tensione. La temporizzazione, ha inizio o applicando l'alimentazione all'intero circuito o aprendo un cortocircuito in precedenza applicato ai capi del C_1. Il condensatore di temporizzazione C_1 è caricato tramite R_1 ed R_2 sino a che la tensione ai suoi capi raggiunge il punto di picco dello UJT e quest'ultimo innesca, generando un impulso sulla R_4 che dà il trigger allo SCR_1. La tensione completa di 28V meno la piccola caduta che avviene all'interno dello SCR, a questo punto appare sul carico. La corrente di tenuta per lo SCR_1, circola nella R_5 e nel CR_2. Di conseguenza, il carico esterno può essere connesso o staccato senza che nulla cambi nel comportamento del circuito. Quando lo SCR_1 commuta, la tensione ai capi dello UJT cala a meno di 2V a causa dell'azione di mantenimento del CR_2. In tal modo si mantiene sul C_1 una limitata tensione per ricavare l'intervallo di ritardo con ragionevole precisione anche se il circuito è rapidamente resettato e riportato al ciclo attivo. Per una maggiore precisione tuttavia, occorre riportare completamente a zero la carica del C_1, all'inizio di ogni ciclo di lavoro. Allo scopo potrebbe servire una coppia di contatti meccanici che cortocircuitassero il condensatore.

Il tempo di ritardo che si può ricavare dal circuito dipende dalla costante di tempo $(R_1 + R_2)\ C_1$, e può essere aggiustata per qualunque valore che interessi tramite un'opportuna scelta di R_1, R_2 e del C_1. Il limite superiore del ritardo che può essere ottenuto dipende dalla precisione che si vuole ottenere, dalla corrente di picco dell'UJT, dalla massima temperatura ambiente, e dalla corrente di perdita del condensatore e dall'UJT (I_{EO}) alla temperatura ambiente più alta. Il limite più alto assoluto per la resistenza complessiva formata da $R_1 + R_2$, è determinato dalla necessità che la corrente di emettitore dell'UJT sia grande abbastanza da permettere il trigger (come dire più importante della corrente di picco) o:

$$R_1 + R_2 < \frac{(1-\eta)\,V_1}{\frac{25\,I_p}{V_1} + I_c} \qquad (8.6)$$

ove, è il massimo valore dell' "intrinsic standoff ratio", V_1 è la tensione minima d'alimentazione per lo UJT, I_P è la massima corrente di picco misurata alla tensione interbase di 25V, ed I_C è la massima intensità di perdita del condensatore alla tensione V_1. Se si richiedono valori di capacità più elevati, si devono preferire degli stabili condensatori al tantalio, a bassa perdita. Se si devono impiegare dei condensatori al tantalio oppure elettrolitici, è necessario considerare l'effetto di "formazione" che dà luogo alla capacità effettiva solo dopo un certo periodo d'impiego e le sia pur lente variazioni elettrochimiche che si svolgono, e che costituiscono la "storia della vita" del condensatore. Tali effetti possono essere minimizzati applicando una bassa tensione al C_1 durante le pause d'attesa.

La resistenza R_3 può servire come elemento compensatore delle fluttuazioni termiche; se si aumenta il suo valore l'intervallo di tempo ha un coefficiente più positivo, rispetto alla temperatura. Il coefficiente termico può essere ridotto esattamente a zero per ogni temperatura stabilita tramite piccole ed attente regolazioni della R_3. Tuttavia, la compensazione ideale non è possibile per un'ampia gamma di temperatura, visto che vi sono degli effetti nonlineari. Per resettare il circuito prima di un altro ciclo di temporizzazione, lo SCR_1 deve essere disinnescato cortocircuitandolo momentaneamente con una coppia di contatti o aprendo per un istante l'alimentazione.

8.10.2 - TEMPORIZZATORE – RITARDATORE ALIMENTATO IN ALTERNATA

La figura 8.24 mostra un temporizzatore-ritardatore che impiega un relais all'uscita ed un comando d'inizio della temporizzazione a pulsante. A riposo, lo SCR_1 è innescato, ed il relais S_1 è attratto. Il contatto S_1A è chiuso e cortocircuita il condensatore di temporizzazione C_3. Per iniziare il ciclo di ritardo, si chiude momentaneamente il pulsante SW_2 cortocircuitando così lo SCR_1 tramite il contatto S_1B. In tal modo il tiristore va a riposo. Non appena si rilascia SW_2, S_1 si riapre ed inizia il ciclo di temporizzazione. La particolare configurazione dello SW_2 e dello S_1B è utilizzata per prevenire un eventuale funzionamento erroneo nel caso che SW_2 sia richiuso per sbaglio durante il ciclo di ritardo. Il condensatore C_3 è caricato tramite R_5 ed R_{10} sino a che la tensione ai capi del C_3 raggiunge il valore di picco della tensione del Q_1, provocando il trigger del medesimo. L'impulso generato sulla R_{12} fa innescare lo SCR_1 che provoca l'attrazione del relais ed il termine del ciclo di ritardo. Volendo, il ciclo di ritardo può essere troncato in qualunque momento agendo sul pulsante SW_3 che provoca lo scorrimento di una certa intensità tramite R_{13}, dando il trigger allo SCR_1. Il condensatore C_4 fornisce corrente tramite R_{13} nell'istante in cui si applica l'alimentazione, innescando lo SCR_1 e portando il tutto nelle condizioni giuste per l'inizio successivo del funzionamento.

L'intervallo di temporizzazione è determinato regolando con precisione il potenziometro multigiri (del tipo Helipot) R_{10}, e può essere aggiustato tra 0,25 secondi e 10,25 secondi con aumenti progressivi di 0,01 secondi. La regolazione iniziale di 0,25

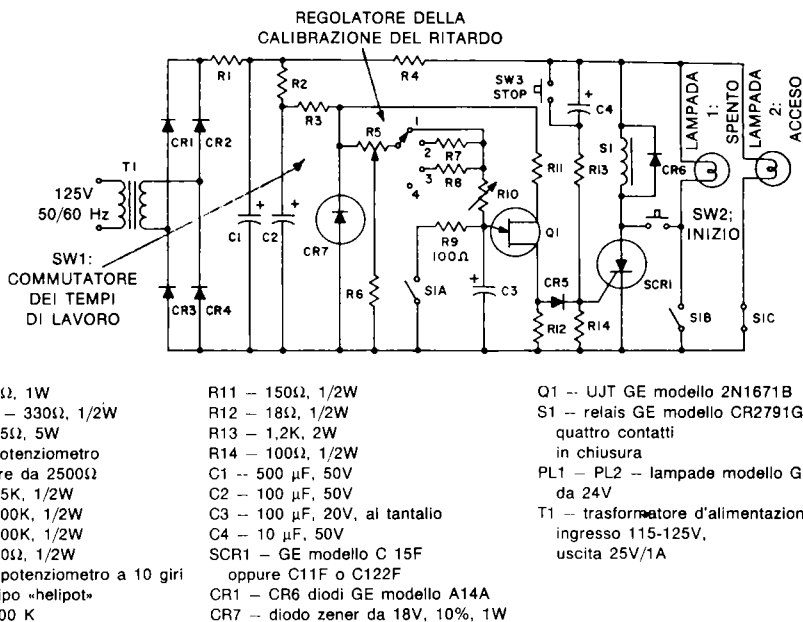



Figura 8.24: Sistema di controllo con la temporizzazione variabile.

secondi tiene conto della resistenza aggiunta che s'impiega per la calibrazione del potenziometro R_5. Allo SW_1, si possono aggiungere delle altre resistenze in serie da 100K e da 200K per estendere la gamma della massima temporizzazione di 10 secondi e di 20 secondi. Una quarta posizione dello SW_1 apre il circuito di temporizzazione permettendo un controllo indipendente di riposo-lavoro.

Le prove condotte sul circuito hanno mostrato una precisione assoluta dello 0,5% dopo la calibrazione iniziale, ed una ripetibilità di funzionamento dello 0,05% o migliore.

8.10.3 - RELAIS TEMPORIZZATORE ELETTRONICO ULTRA PRECISO PER INTERVALLI PIUTTOSTO PROLUNGATI

Dal circuito mostrato nella figura 8.25, si possono ottenere dei ritardi che vanno da un minimo veramente ridotto di 0,3 millisecondi ad un massimo di 3 minuti. Ciò, senza far ricorso ad un grosso condensatore elettrolitico di temporizzazione. Al posto del detto, s'impiega un condensatore isolato a film plastico, quindi dalla bassa perdita, ed in tal modo il tempo minimo per raggiungere il punto di picco dell'UJT di temporizzazione (Q_1) è effettivamente ridotto, sicchè si può impiegare una resistenza di carica (R_1) dal valore ampio. In pratica, il tempo per raggiungere il valore di picco del Q_1

è ridotto di 1000 volte inviando degl'impulsi alla base superiore che hanno un valore di 3/4 rispetto alla massima ampiezza del segnale ricavato dall'oscillatore autoeccitato Q_2. Tali impulsi riducono momentaneamente la tensione di picco del Q_1, permettendo che la intensità di picco sia fornita dal C_1 invece che tramite la R_1. La frequenza di lavoro del Q_2 non è critica, ma deve avere un periodo di lavoro che sia inferiore a 0,02 ($R_1 \times C_1$). Con una R_1 che valga 2.000 Mega Ohm, ed un C_1 da 2 µF (mylar), il circuito ha un ciclo di ritardo, stabilissimo, di un'ora. La R_2 va selezionata per la miglior stabilizzazione del punto di trigger sulla gamma richiesta di temperatura. Poichè l'impedenza d'ingresso dell'UJT 2N494C è più grande di 1500 Mega Ohm, prima del trigger, il massimo tempo di ritardo che può essere ottenuto per la maggior parte è limitato solo dalle perdite che presenta il C_1.

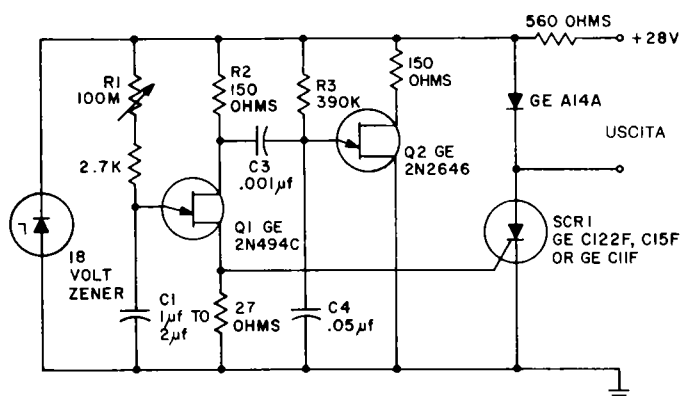



Figura 8.25: Temporizzatore per ritardi lunghi ultrapreciso

8.10.4 - CIRCUITI DI TEMPORIZZAZIONE CHE IMPIEGANO IL TRANSISTORE UNIGIUNZIONE PROGRAMMABILE (PUT)

Impiegando il transistore PUT[6], si possono realizzare dei circuiti ritardatori molto semplici e precisi. Tra i vari vantaggi, questi non necessitano di un potenziometro calibratore, possono offrire un lungo ritardo con un basso costo.

8.10.4.1 - Temporizzatore da 30 secondi

La figura 8.26(a) mostra un temporizzatore-ritardatore per la durata massima di trenta secondi che impiega l'UJT modello 2N6028. In questo caso, si sfrutta la grande sensibilità dell'elemento per poter impiegare una resistenza di temporizzazione molto elevata (30 Mega Ohm). La calibrazione è eliminata impiegando elementi all'un per cento di tolleranza, in relazione alle resistenze, ed al due per cento per il condensatore di temporizzazione. È da notare l'impiego del diodo di compensazione 1N4148.

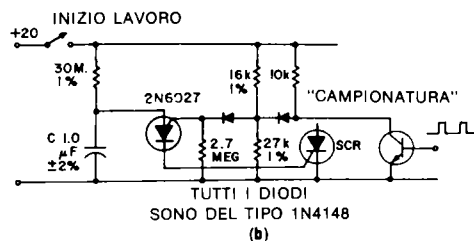
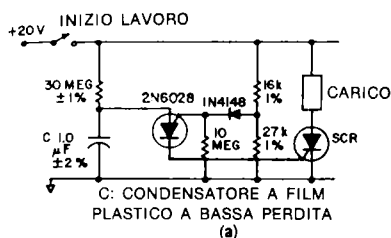



Figura 8.26: Temporizzatori pre-calibrati che danno luogo ad un ritardo di 30 secondi.

Le stesse prestazioni possono essere ricavate impiegando l'UJT modello 2N6027, come si vede nella figura 8.26(b). Quando s'impiega il 2N6027, è necessario decrescere notevolmente il valore della resistenza di temporizzazione aumentando la capacità, o impiegando il circuito a campionatura che è qui mostrato. In sostanza, in questo caso, si tratta proprio dello stesso schema di figura 8.26(a) con l'aggiunta di una resistenza da 10.000 Ohm, di un diodo e di un transistore che serve per la campionatura. Alla base del transistore, che è un NPN, si applica un treno d'impulsi dalla frequenza di 1 KHz. Ciascun impulso dura 10 µsec. In tal modo si modula la tensione di "intrinsic standoff" all'incirca ogni millisecondo, facendo sì che il dispositivo "dia un'occhiata" alla tensione del condensatore. Il 2N6027 riprende la propria corrente di picco dal condensatore.

La calibrazione dei timer è più facile, se questi impiegano i PUT. Se R_T e C_T sono parti all'un per cento di tolleranza, si può impiegare lo schema di figura 8.27. In questo caso, un economico trimpot a bassa resistenza può essere impiegato al posto di un potenziometro a filo multigiri, per la regolazione del tempo di ritardo.

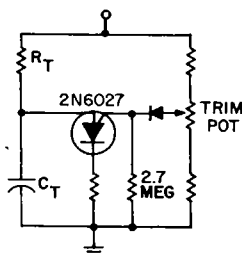



Figura 8.27: Circuito che prevede la calibrazione ottenuta tramite lo "INTRINSIC STAND-OFF RATIO".

8.10.4.2 - Temporizzatore dal lungo ritardo che impiega i put

La figura 8.28 mostra l'impiego di due PUT, uno come elemento di temporizzazione, l'altro come oscillatore di campionatura. Quale C_2 serve un condensatore a film plastico dalle basse perdite, visto che gli si fornisce una corrente molto bassa.

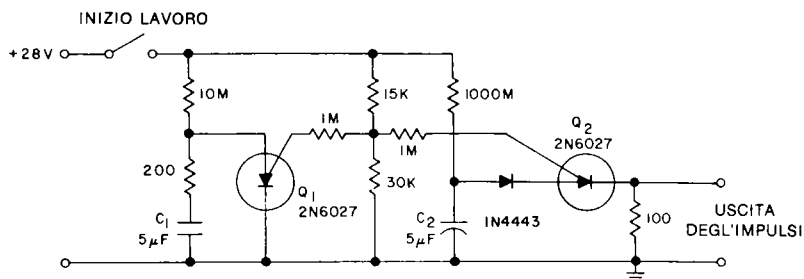



Figura 8.28: Timer per ritardi lunghi.

8.10.5 - TEMPORIZZATORE MUNITO DI UN RITARDO DI 60 SECONDI CHE EFFETTUA LA COMMUTAZIONE IN ALTERNATA

La figura 8.29 mostra un ritardatore che impiega la tecnica dell'agganciamento di un triac. Quando il condensatore C_1 si carica alla tensione di scatto del diac, il triac entra in azione ed opera il carico. Il ritardo è determinato dalla costante di tempo $(R_1 + R_2)$ e C_1. Per resettare il circuito, il condensatore C_1 è scaricato tramite R_3 ed S_1.

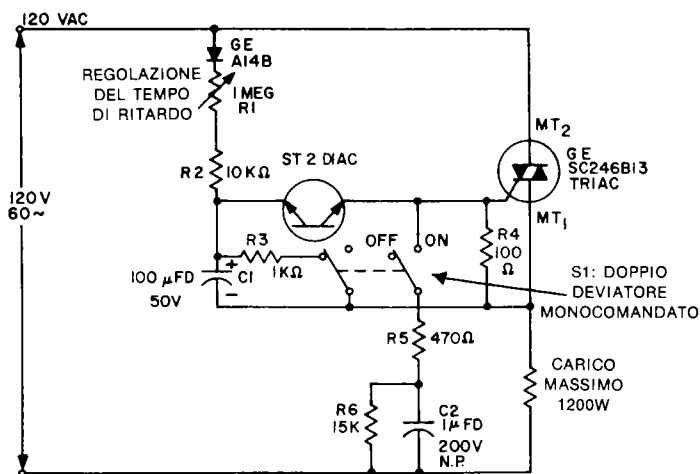



Figura 8.29: Temporizzazione TRIAC che offre un ritardo di sessanta secondi.

8.10.6 - INTERRUTTORE STATICO CHE SPEGNE IL CARICO CON IL RITARDO DI UN SECONDO

La figura 8.30 mostra un interruttore statico in CA che ha un tempo di spegnimento ritardato. CR_1, R_1, CR_2 e C_1 forniscono la tensione di −20V tra lo MT_1 ed il terminale del gate del triac attraverso Q_2, ma la corrente del gate può scorrere solo a dare il trigger al Q_1 quando SW è chiuso, per polarizzare direttamente il Q_2 nella conduzione. Sino a che SW è chiuso, Q_2 è saturato, Q_1 nell'innesco, ed il carico riceve l'alimentazione.

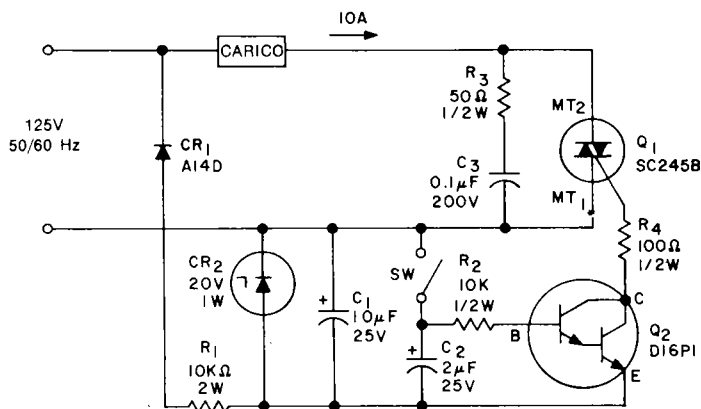



Figura 8.30: Interruttore elettronico in spegnimento che offre un ritardo di vari secondi.

Allorchè SW è riaperto, C_2 si scarica tramite R_2 e la giunzione base-emettitore del Q_2, mantenendo Q_1 e Q_2 nella conduzione. Quando il C_2 si scarica, Q_2 s'interdice ed il triac va a riposo a sua volta, non appena interviene il primo "passaggio per lo zero" della corrente di rete nel carico.

Sebbene che con i componenti indicati il ritardo ottenuto sia minimo, se serve una temporizzazione più elevata, è sufficiente intervenire sui valori di C_2 ed R_2, aumentandoli quanto basta.

8.11 - Circuito sensore che può essere eccitato da una corrente dell'ordine dei nanoampere e dall'impedenza d'ingresso di 100 Mega Ohm

Il circuito presentato nella figura 8.31 può essere impiegato come rivelatore molto sensibile della circolazione delle correnti, o come rivelatore di tensione dall'impeden-

za d'ingresso elevatissima. S'impiega la tecnica della campionatura, già descritta in alcuni paragrafi precedenti, ed in tal modo si ottiene una sensibilità d'ingresso (I_{IN}) inferiore ai 35 nanoampére. L'impedenza d'ingresso è migliore di 100 Mega Ohm.

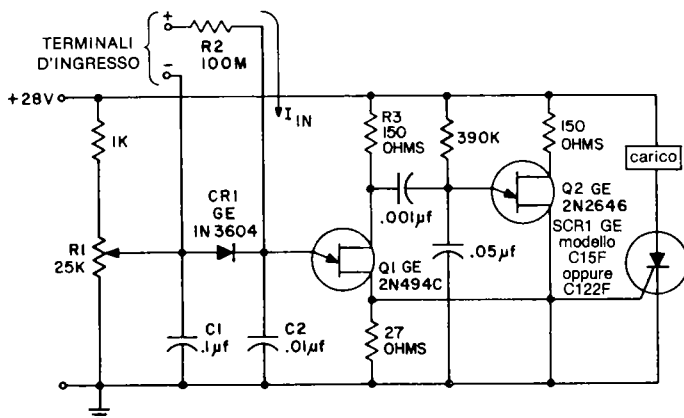



Figura 8.31: Circuito sensibilissimo, azionato da correnti nell'ordine dei nanoampere.

Il guadagno in corrente tra uscita ed ingresso del circuito, così com'è presentato è più grande di 200 × 10^{-6}.

La resistenza R_1 va regolata in modo tale che il circuito non inneschi in mancanza della corrente d'ingresso I_{IN}. Normalmente, la I_{IN}, carica il C_2 tramite la resistenza d'ingresso R_2, dal valore di 100 Mega Ohm, sino a raggiungere il valore di trigger in tensione per il Q_1. La R_2, ovviamente, non può fornire la corrente di picco (2 µA) necessaria per portare nella conduzione il Q_1, e questa corrente è ottenuta tramite lo stesso C_2. L'oscillatore a rilassamento Q_2 fornisce una serie d'impulsi negativi dell'ampiezza di 0,75V alla base due del Q_1 per ridurre la tensione di trigger del Q_1 ad un valore momentaneamente inferiore alla VC_2. Il periodo di oscillazione del Q_2 non è critico ma deve essere più piccolo di 0,02 volte, rispetto al periodo del Q_1. Il condensatore C_2 deve essere tenuto piccolo per un responso rapido, perchè il C_1 accumula l'energia necessaria per dare il trigger allo SCR_1. È possibile ottenere un recupero rapido perchè ambedue i condensatori sono caricati inizialmente tramite la R_1. Una certa compensazione in temperatura è data dalla corrente di perdita del CR_1 sottratta dalla corrente di perdita del Q_1. Una ulteriore compensazione è ottenibile regolando il valore della R_3. Se s'impiega un alimentatore fluttuante per il circuito di trigger dell'UJT, con un trasformatore ad impulsi che accoppi il Q_1 allo SCR_1, è possibile collegare a massa uno dei due terminali d'ingresso, il che in molti casi si rivela utile.

8.12 - Miscellanea di circuiti di commutazione che impiegano gli SCR GE a bassa corrente

Gli SCR GE appartenenti alla serie C103, C5, C6 e C106 possiedono una elevata sensibilità di gate. Il trigger per il gate può quindi essere ricavato da elementi che erogano dei livelli molto bassi di tensione e corrente, come, ad esempio, dei termistori o degli elementi sensibili alla luce. Quando tali SCR sono impiegati come amplificatori di gate per altri SCR dalla notevole potenza, è possibile realizzare tutta una grande serie di stati solidi analoghi al tubo thyratron. Lo SCR C5, è utilizzabile anche per l'impiego come transistor dalla base remota a tensione molto alta. Per ulteriori dettagli applicativi sugli SCR per correnti basse, il lettore è pregato di riferirsi alla bibliografia 5.

8.12.1 - MONITORE DI TEMPERATURE O TROPPO ELEVATE O TROPPO BASSE DALLA DOPPIA USCITA

Il circuito di figura 8.32, è ideale per l'impiego come monitore di temperature o troppo basse o troppo alte, e prevede due uscite che possono essere utilizzate per pilotare degli indicatori di temperatura "ALTA" o "BASSA" che possono essere costituiti da lampade, relais ecc.

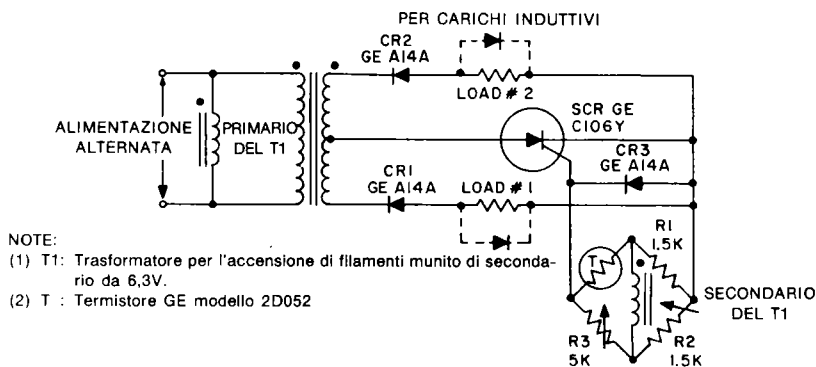



Figura 8.32: Controllore della temperatura.

Nel circuito, il T_1, è un trasformatore da 6,3V per filamenti di valvole il cui secondario è collegato per formare un ponte a quattro rami. Quando il ponte è bilanciato, l'uscita CA vale zero, e lo SCR che può essere del modello C5 (oppure C7) non riceve segnale di gate. La resistenza in CC del ponte è sufficientemente bassa per stabiliz-

zare lo SCR durante il periodo di blocco diretto*. Ora, se il ponte è sbilanciato a causa dell'aumento o del calo del valore del termistore a causa della temperatura dell'ambiente, vi è una tensione CA che appare tra i terminali del gate e del catodo dello SCR. In relazione al senso di sbilanciamento del ponte, la tensione positiva del gate può essere in fase, così come sfasata di 180° rispetto all'alimentazione CA. Se la tensione positiva del gate è in fase, lo SCR eroga una corrente al carico "1" tramite il diodo CR_1, ed il diodo CR_2 blocca la corrente nei confronti del carico "2". Viceversa, se la tensione positiva del gate è sfasata di 180°, il diodo CR_2 conduce ed eroga tensione al carico "2", mentre CR_1 ora è polarizzato inversamente. Il CR_3 previene che delle tensioni negative troppo elevate compaiano sullo SCR, ai terminali gate-catodo. Con i valori indicati per le parti, il circuito risponde a variazioni in temperatura dell'ordine di soli 1-2°C. È possibile la sostituzione del termistore con altri sensori dalla resistenza variabile, come le fotoresistenze al solfuro di cadmio o di piombo (LDR) o i potenziometri controllati da un galleggiante che s'impiegano nei serbatoi o simili. Il ponte di figura 8.32, può anche essere utilizzato per dare il trigger ad altri SCR dalla maggior potenza che pilotino i carichi elevati che eventualmente si dimostrino necessari. In tal modo, un elemento di piccola potenza, come ad esempio il C_5, può essere impiegato come sorgente di pilotaggio per il controllo di grosse resistenze riscaldanti, ed il termistore servirà per il ricavo delle informazioni termiche ambientali che determinano l'accensione o lo spegnimento del riscaldatore. Per altre informazioni sui controlli di temperatura, il lettore è pregato di riferisi al Capitolo 2 Volume 2, laddove è trattata la commutazione "al passaggio per lo zero".

8.12.2 - TERMOSTATO AL MERCURIO PER IL CONTROLLO DI SISTEMI RISCALDATORI SCR

Il sensore termico formato da un'ampollina che contiene del mercurio e due contatti, è estremamente preciso e risponde a minime sollecitazioni, ovvero a mutazioni in temperatura di appena 0,1°C. La sua maggior limitazione consiste nella possibilità di sopportare delle correnti veramente basse. Per ottenere una vita operativa abbastanza prolungata, i contatti non devono sopportare una intensità superiore ad 1mA. Nel circuito di figura 8.33, uno SCR del modello C5B oppure C106B serve come amplificatore della corrente che circola nel termostato Hg, ed anche per il controllo diretto del carico alimentato a rete.

Quando il termostato al mercurio si apre, lo SCR riceve il trigger in ogni semiperiodo ed alimenta il carico (in questo caso una resistenza riscaldante). Quando il termostato si chiude, lo SCR non può ricevere il trigger e l'elemento riscaldatore si spegne. La massima corrente che attraversa il termostato durante la chiusura è inferiore a 250 μA, rms.

* Si veda il paragrafo 4.3.6 "La polarizzazione negativa del gate".

Figura 8.33: Sistema per il controllo della temperatura.

8.12.3 - INTERRUTTORE A SFIORAMENTO O RIVELATORE DI PROSSIMITÀ

Il circuito mostrato nella figura 8.34 è azionato da un aumento nella capacità tra un elettrodo sensore e la terra che corrisponde al neutro della rete. La sensibilità può essere regolata per ottenere la commutazione quando un corpo umano passa a diversi centimetri dalla placca isolata che serve come elettrodo sensore. Di conseguenza, il circuito può essere impiegato come attivatore a sfioramento o come rivelatore di prossimità nei circuiti di allarme.

Figura 8.34: Interruttore a sfioramento o rivelatore a prossimità.

Il transistor unigiunzione programmabile "PUT" modello 2N6027, GE, commuta nella conduzione quando la tensione anodica supera quella del gate di un ammontare che è definito tensione di trigger (si tratta all'incirca di 0,5V). La tensione anodica è mantenuta fissa alla tensione d'innesco del diodo diac (ST2). Quando la capacità tra l'elettrodo sensibile e la terra aumenta, a causa di un corpo che si approssima, il ritardo dell'angolo della fase della tensione presente tra l'anodo ed il gate del D1RT aumenta sino a che la tensione differenziale è abbastanza importante per dare il trigger al PUT. Poiché la tensione anodica è bloccata ad valore fisso, la commutazione avviene presto, durante lo svolgimento del semiperiodo, ed in tal modo si ha un piccolo coefficiente di rumore RFI.

La sensibilità è regolata tramite il potenziometro da 1 Mega Ohm, che determina il livello della tensione anodica al massimo previsto. La sensibilità è proporzionale all'area delle superfici opposte l'una l'altra, cioè quella sensibile dell'apparecchio, e quella del corpo che si accosta.

8.12.4 - CIRCUITO SENSORE DELLA TENSIONE

Un sensore della tensione a soglia dal basso costo, è mostrato nella figura 8.35.

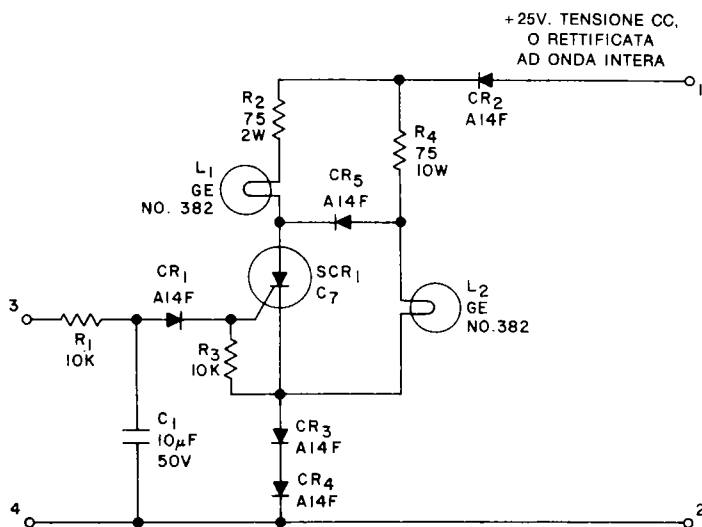



Figura 8.35: Rivelatore a basso costo del livello della tensione.

Quando una tensione di +25VCC (rettificata ad onda intera) è applicata tra i terminali 1 e 2, circola una intensità tramite R_4, L_2, CR_3 e CR_4. In tal modo la L_2 s'illumina, e la L_1 rimane spenta. Non appena una tensione è applicata ai terminali 3 e 4 (il ter-

minale 3 deve essere positivo), e quando il valore raggiunge la soglia di 2,8 V lo SCR_1 innesca e produce l'accensione della L_1. La L_2 è spenta tramite il CR_5.

La tensione di soglia può essere aumentata aggiungendo più diodi a CR_1, CR_3 e CR_4, o sostituendo i detti con un diodo zener.

Il circuito è utile per rivelare la tensione su di uno SCR, indicando le funzioni d'innesco e disinnesco; per indicare lo stato dell'uscita di un amplificatore operazionale ecc.

8.12.5 - LUCE DI EMERGENZA ALIMENTATA A BATTERIA "IN TAMPONE"

La figura 8.36 mostra il circuito di una luce d'emergenza che mantiene una batteria da 6V a piena carica, e che commuta automaticamente dall'alimentazione a rete a quella a batteria, non appena la prima viene a mancare.

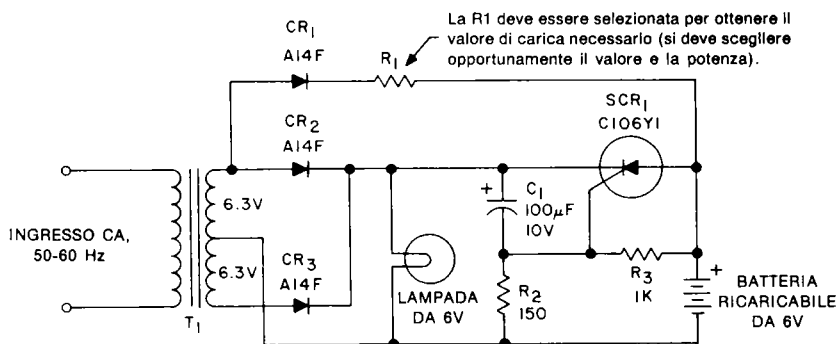



Figura 8.36: Luce d'emergenza a batteria.

Il trasformatore T_1, ed i diodi CR_2 e CR_3 forniscono la tensione d'alimentazione in CC per la lampada da 6V che forma il carico. CR_1 e la R_1 caricano di continuo la batteria. La resistenza ultima detta, sarà scelta in base alla corrente di carica che si vuole ottenere. La tensione tra anodo e gate dello SCR_1 è uguale a quella presente ai terminali della batteria, mentre il catodo è mantenuto ad un potenziale un poco più elevato tramite il C_1. Se la tensione di catodo dello SCR_1 scende al di sotto della tensione della batteria a causa di una interruzione nell'ingresso di rete, lo SCR_1 riceve il trigger ed alimenta la lampada dalla batteria. Quando la rete riappare, lo SCR_1 disinnesca automaticamente e la batteria riprende a caricarsi.

8.12.6 - CONTROLLO DEL LIVELLO DEI LIQUIDI

Quando si desidera mantenere il livello di un liquido in un serbatoio tra due punti fissi, questo controllo ibrido risulta assai utile. Il sistema trae vantaggio dalle migliori caratteristiche dei semiconduttori di potenza e dei dispositivi elettromeccanici.

Sono possibili due modi di funzionamento, per il massimo livello ed il minimo, come si vede per le connessioni del contatto K_1 nella figura 8.37.

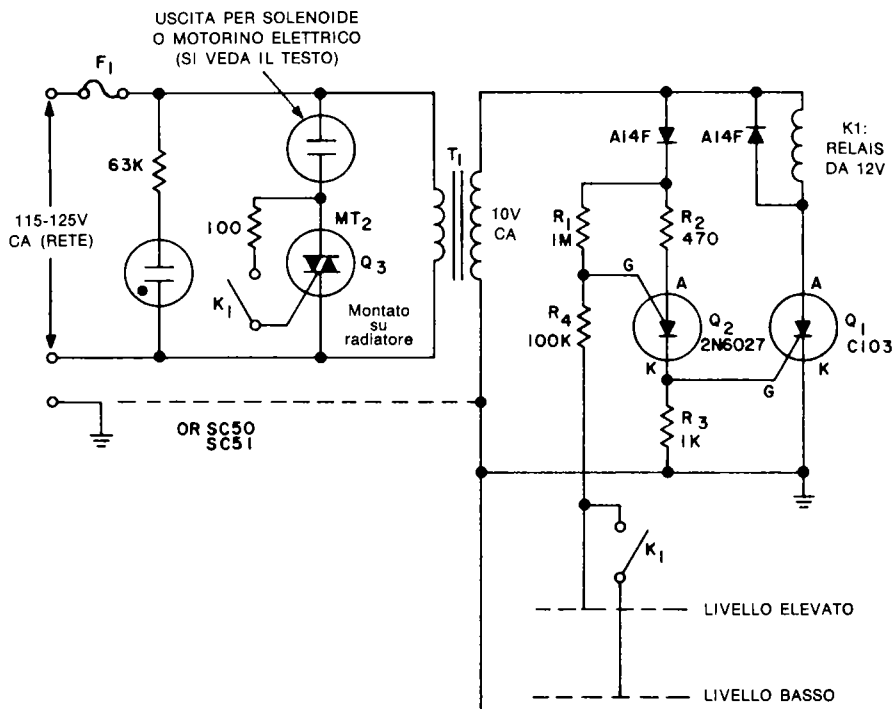



Figura 8.37: Sistema di controllo per serbatoi di liquidi.

Il carico può essere rappresentato da un motore elettrico o da una elettrovalvola, che funzioneranno a rete. La rivelazione del livello del liquido è ottenuta per mezzo di una coppia di puntali metallici; unq per la valutazione del raggiungimento del livello più alto, e l'altro per il livello più basso.

Il relai K_1 è energizzato dal Q_1, che è controllato dal Q_2, un PUT il cui gate forma il rivelatore. Il PUT normalmente è a riposo, ma quando il liquido sale al livello del

"puntale" più alto, l'impedenza del liquido realizza un divisore di tensione, ed il PUT innesca. Quando il PUT conduce, innesca il Q_1 che chiude il relai e quindi il contatto K_1. Il K_1, innesca il Q_3 che aziona il carico ed al tempo stesso mette in circuito il "probe" (puntale) del livello basso, che mantiene il circuito nello stato detto sin che il livello del liquido non scende al di sotto del minimo. Se ciò avviene, il circuito è posto a riposo spegnendo il carico.

Se si vuole effettuare una inversione della logica (per mantenere il serbatoio pieno) è sufficiente sostituire il contatto normalmente aperto sul gate del Q_3 con un contatto normalmente chiuso.

8.13 - Sostituzione di un tubo Thyratron

Un tubo Thyratron è caratterizzato da un'impedenza d'ingresso molto elevata per i segnali, da una bassa corrente d'innesco e d'interdizione, nonché da una buona possibilità di controllo della potenza sul carico. Però si tratta di un dispositivo fragile, che richiede l'alimentazione per il filamento, ha un tempo di caduta della ionizzazione prolungato che limita la frequenza di lavoro, ed ha una caduta di tensione, nel regime diretto, abbastanza elevata. Per mettere insieme un equivalente allo stato solido del tubo, si può impiegare come elemento di trigger uno SCR di piccola potenza, genere C5, per il pilotaggio di uno SCR di maggiore potenza. In tal modo, si simula l'elevata impedenza d'ingresso del Thyratron, si ottiene la stessa elevata capacità di controllare correnti e tensioni, e si ha la medesima limitata corrente d'ingresso; al contrario, non si ha nessuna delle limitazioni tipiche del tubo. Al presente, tuttavia, la massima tensione di blocco diretto ottenibile da un singolo C5 è di 400V. Il valore può essere aumentato collegando in serie un ulteriore SCR (si veda il Capitolo 6).

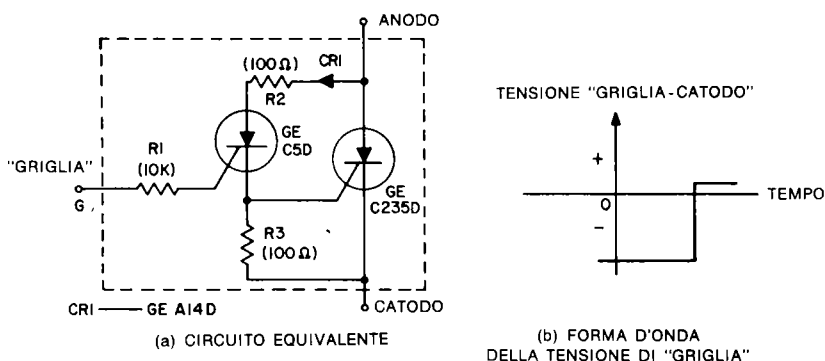



Figura 8.38: Semplice circuito sostitutivo di un tubo Thyratron.

Il sostituto allo stato solido del tubo appare nella figura 8.38; con un potenziale negativo al terminale di griglia "G", una polarizzazione stabilizzata per il gate è ottenuta tramite R1 ed R3, in relazione al C5. Quando la "Griglia" è pilotata al positivo, tuttavia, basta una corrente massima di 200 µA per dare il trigger allo SCR più piccolo, portandolo nella conduzione. Il seguente SCR C35D è portato nella conduzione dall'innesco del C5, e può condurre sino a 25A RMS, sul carico. Con i componenti indicati, il dispositivo, ovvero il complesso, è in grado di dare un bloccaggio diretto di 400V. La corrente d'ingresso generale è determinata dalle caratteristiche del C5, più che da quelle del C35, il che risulta molto utile per una maggior sensibilità. Il diodo CR_1 impedisce che il C5 si comporti da transistore, quando una tensione positiva di "griglia" coincide con un potenziale anodico negativo.

La General Electric realizza i thyratron a stato solido S26 ed S27 che sono dispositivi da 200V di lavoro, ma è possibile ottenere su richiesta dei sistemi dalla tensione di lavoro più elevata come i vari SL-3 ed SL-4. (Per maggiori informazioni sui thyratron allo stato solido si veda anche la bibliografia 7).

8.14 - Circuiti commutatori che impiegano gli SCR modello C5 e C106 come transistori dalla base remota

8.14.1 - PILOTA PER TUBI "NIXIE"® ED AL NEON

Lo SCR modello C5, quando è polarizzato come un transistor dalla base remota (per informazioni dettagliate su questo genere di lavoro si riveda il capitolo 1), funziona come un eccellente transistor per elevate tensioni ben impiegabile per il pilotaggio di tubi a gas, del genere Nixie, o al Neon o di altro tipo correntemente impiegato per i display digitali ad alta tensione. La tensione di collettore del transistor equivalente eguaglia o supera la $V_{BR(FX)}$ dello SCR basilare (400V) mentre il guadagno ad emettitore comune è di circa 2. Lo schema che si vede nella figura 8.39 si spiega da sé; è da notare tuttavia la connessione dei terminali del C5. Se serve una funzione di memoria (carico che resta attivo sino a che non vi é un impulso di reset esterno) si può impiegare lo stesso circuito, ma con il C5 connesso come SCR convenzionale.

* Marchio di fabbrica della Burroughs Corporation

8.14.2 - PILOTI PER PANNELLI ELETTROLUMINESCENTI

Ambedue i circuiti di figura 8.40 possono essere impiegati come elementi di pilotaggio per pannelli elettroluminescenti, e la scelta dipende dall'ingresso logico richiesto. Anche in questo caso si utilizzano le possibilità di controllare delle tensioni elevate, proprie dello SCR C5 combinate con l'utilità di un comune transistore, in questo caso di un transistore *simmetrico* per controllare ad onda intera la CA ad alta tensione e frequenza, con una bassa corrente.

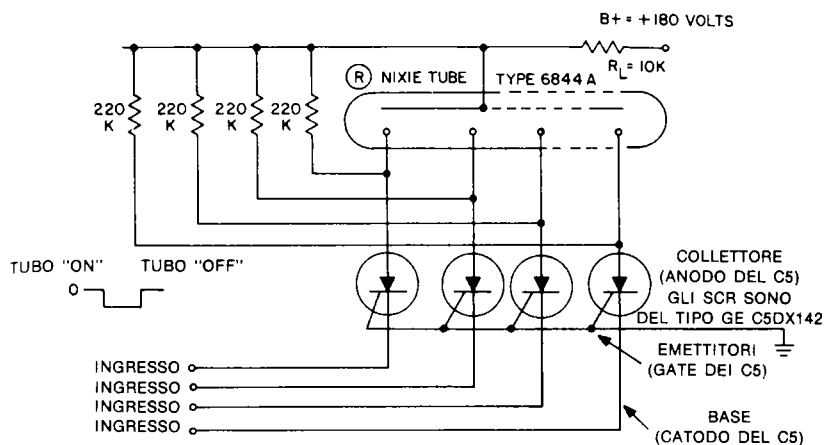



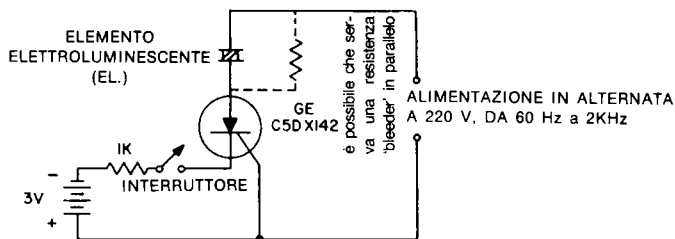
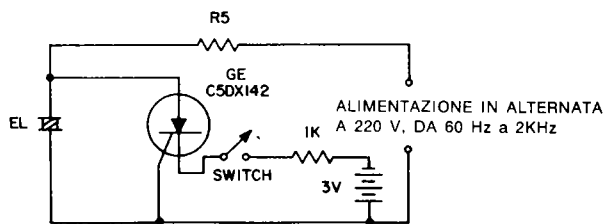
Figura 8.39: Pilota per "NIXIE" ad SCR, impiegati come transistori.

(a) Pilotaggio in serie
— senza segnale il display non è illuminato

(b) Pilotaggio shunt
— senza segnale il display è illuminato

Figura 8.40: Sistemi di pilotaggio per pannelli elettroluminescenti

BIBLIOGRAFIA

1. "Using the Triac for Control of AC Power," J. H. Galloway, General Electric Company, Auburn, N. Y., Application Note 200.35.
2. "Solid State Electric Heating Controls," R. W. Fox and R. E. Locher, General Electric Company, Auburn, N. Y., Application Note 200.58.
3. "Regulated Battery Chargers Using the Silicon Controlled Rectifier," D. R. Grafham, General Electric Company, Auburn, N. Y., Application Note 200.33.
4. "Flashers, Ring Counters and Chasers," R. W. Fox, General Electric Company, Auburn, N. Y., Application Note 200.48.
5. "Using Low Current SCR's," D. R. Grafham, General Electric Company, Auburn, N. Y., Application Note 200.19.
6. "The D13T–A Programmable Unijunction Transistor Types 2N6027 and 2N6028," W. R. Spofford, Jr., General Electric Company, Syracuse, N. Y., Application Note 90.70.
7. "The Solid State Thyratron," R. R. Rottier, General Electric Company, Auburn, N. Y., Application Note 200.36.

CAPITOLO 9

IL CONTROLLO IN FASE PER CA

9.1 - Principi del controllo in fase

Il "controllo in fase" è il procedimento in base al quale si può ottenere la commutazione rapida di un carico alimentato in CA di rete. Si tratta di un mezzo molto efficace per controllare la potenza media applicata a carichi come lampade, riscaldatori, motori, alimentatori in CC ecc. Il controllo è ricavato limitando più o meno l'angolo di fase del semiperiodo CA al quale il tiristore riceve il trigger. Il tiristore, una volta innescato, conduce per la porzione rimanente del semiperiodo.

Vi sono molti sistemi per eseguire il controllo in fase, come si vede nella figura 9.1. La forma più semplice di controllo in fase che si può adottare è il sistema a semionda, figura 9.1 (a) che impiega uno SCR per controllare il flusso della corrente in una sola direzione. Questo circuito, è impiegato per i carichi che richiedono il controllo da zero al massimo di ciascuna semionda e che richiede o consente l'alimentazione in continua. Con l'addizione di un semplice rettificatore (figura 9.1 (b) si ha il controllo dal minimo del semiperiodo alla potenza intera, ma con una forte componente CC. Utilizzando due SCR, come nella figura 9.1 (c), si ha il controllo da zero alla massima potenza, ma si richiedono due segnali divisi ed isolati per i gate, con due sistemi di controllo o un particolare trasformatore impulsivo, che applichi correttamente gl'impulsi che provengono da una sorgente singola. Se i due SCR ricevono il trigger nello stesso punto, con lo stesso angolo, si ha un'onda di uscita simmetrica che non comprende componenti CC.

Una forma alternativa di controllo ad onda intera, è mostrata nella figura 9.1 (d). Questo circuito ha il vantaggio della connessione con i i catodi comuni e con i gate comuni, per i due SCR. Mentre i due rettificatori impediscono che ai capi degli SCR compaia una tensione inversa, si ha però una riduzione nell'efficienza che si deve alle perdite di questi elementi durante la conduzione.

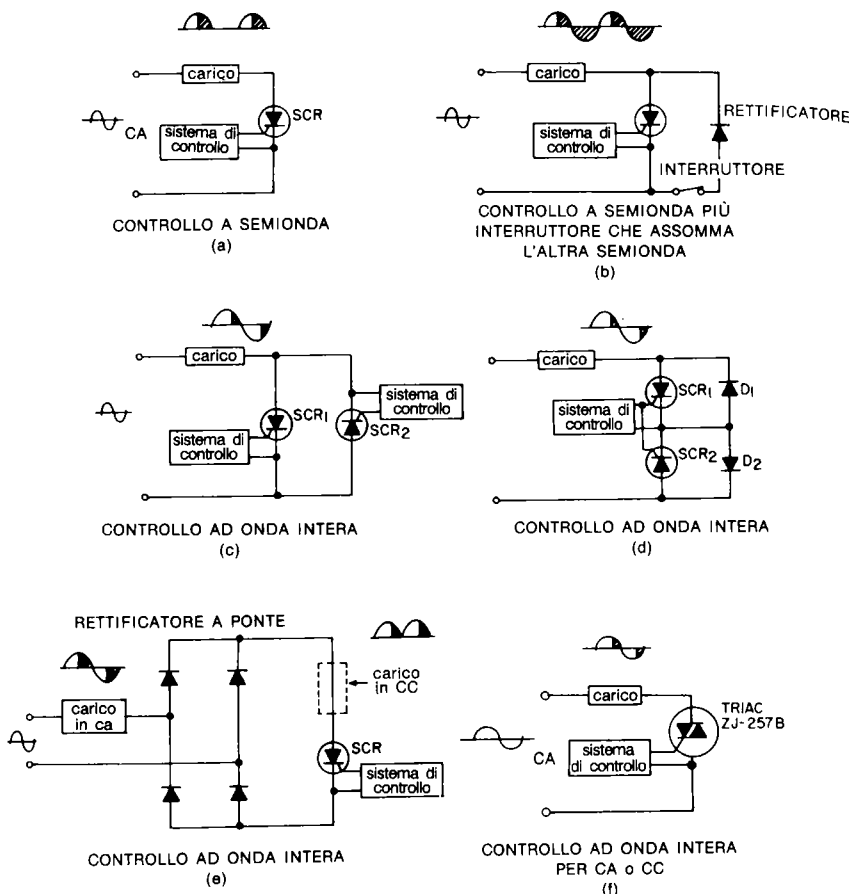



Figura 9.1: Circuiti base di controllo in fase CA.

Il circuito più flessibile, figura 9.1 (e), impiega uno SCR con un ponte di diodi, e può essere impiegato per il controllo in CA ed in CC. Le perdite nei rettificatori, tuttavia, rendono questo circuito anche il meno efficiente, e talvolta la commutazione si rivela problematica (si veda il paragrafo 9.3). Al contrario, l'utilizzo di due SCR per il controllo di entrambi i semiperiodi della CA, rappresenta il massimo sfruttamento dell'efficienza degli SCR, ma spesso la scelta di un dato circuito è più dettata dal costo che dalle prestazioni ultime, quindi è necessario considerare bene tutti i fattori. Non è detto comunque che i due SCR in antiparallelo siano la soluzione più dispendiosa.

Comunque, il sistema di gran lunga più semplice, efficiente ed economico per controllare la CA su ambedue le semionde, è rappresentato dal tiristore triodo bidirezio-

nale, o triac, che si vede nella figura 9.1(f). Le caratteristiche del triac sono trattate nel capitolo 7. Il fatto che il triac sia controllato in ambedue le direzioni da un unico gate, e che si autoprotegga dai guasti dati dai transitori, lo ha reso un elemento dall'utilizzo assolutamente prioritario nei sistemi di controllo, sia per le tensioni di rete a 120V che a 240V, e le potenze regolabili, mentre scriviamo, salgono a 6 KW per un elemento singolo.

9.2 - Analisi del controllo in fase

Sia i rettificatori che gli SCR hanno i diversi valori espressi in termini di corrente *media*, perché questi possono essere letti più facilmente su di un amperometro CC. I carichi in CA sono meglio definiti con la corrente RMS o effettiva, ed ecco perché per i triac si preferisce specificare i valori in termini RMS.

Le figure 9.2 e 9.3 mostrano le relazioni tra i fattori come funzione dell'angolo di fase, α, all'innesco, del valore medio, del valore RMS e della tensione di picco così come della potenza in un carico resistivo. Siccome lo SCR è un interruttore, applica tale tensione al carico, ma il valore della corrente dipende dall'impedenza del carico medesimo.

Per formulare un esempio pratico dell'utilizzo dei grafici detti, si supponga che si desideri di far funzionare un carico resistivo da 1200W, previsto per funzionare a 120V, con l'alimentazione a 240V. Collegando direttamente questo carico all'alimentazione, si avrà un assorbimento di 4800W, di conseguenza, il punto di lavoro desiderato è ad 1/4 di tale valore. In questo caso, è possibile utilizzare un sistema di controllo, per il carico, a mezza onda o a onda intera.

Iniziando con il sistema a mezza onda, figura 9.2, il punto che corrisponde ad 1/4 della potenza, corrisponde ad un angolo di trigger di 90 gradi. La tensione di picco d'uscita E_{PO} é uguale al picco della tensione d'ingresso, 1,41 × 240V, ovvero 340V. La tensione RMS é allora 0,353 × 340V, cioé 120V. La tensione media é 0,159 × 340V cioé 54V, che sarà indicata da un voltmetro per CC connesso ai capi del carico. Siccome l'impedenza del carico é 12 Ohm (120^2/1200), la corrente di picco é 340/12 = 28,3A; la corrente RMS vale 120/12 = 10A, ed infine la corrente media é 54/12 cioé 4,5 A, e sarà così indicata da un amperometro in CC collegato in serie al carico. La potenza é $E_{RMS} \times I_{RMS}$ (visto che il carico è puramente resistivo) e corrisponde a 1200W. È da notare attentamente che $E_{AVG} \times I_{AVG}$ dà un risultato di 243, ma non si tratta della *vera* potenza nel carico. Lo SCR deve essere adatto a sopportare correnti di 4.5A (valori medi), con un angolo di conduzione di (180 — α) 90 gradi. In più, il carico deve essere in grado di reggere i picchi elevati di tensione e di corrente, ed il "fattore di potenza" della rete che é 0,5 (lo si definisce come $P_{CARICO} \div E_{RETE} \times I_{RETE\ RMS}$).

FATTORE
1.0 .9 .8 .7 .6 .5 .4 .318 .3 .2 .1 0
Epo/Ep
ERMS/Ep
ONDA INTERA (CARICO RESISTIVO) P/PMAX
EAVG/Ep
0 20° 40° 60° 80° 90° 100° 120° 140° 160° 180°
α − ANGOLO DI FASE DEL TRIGGER IN GRADI

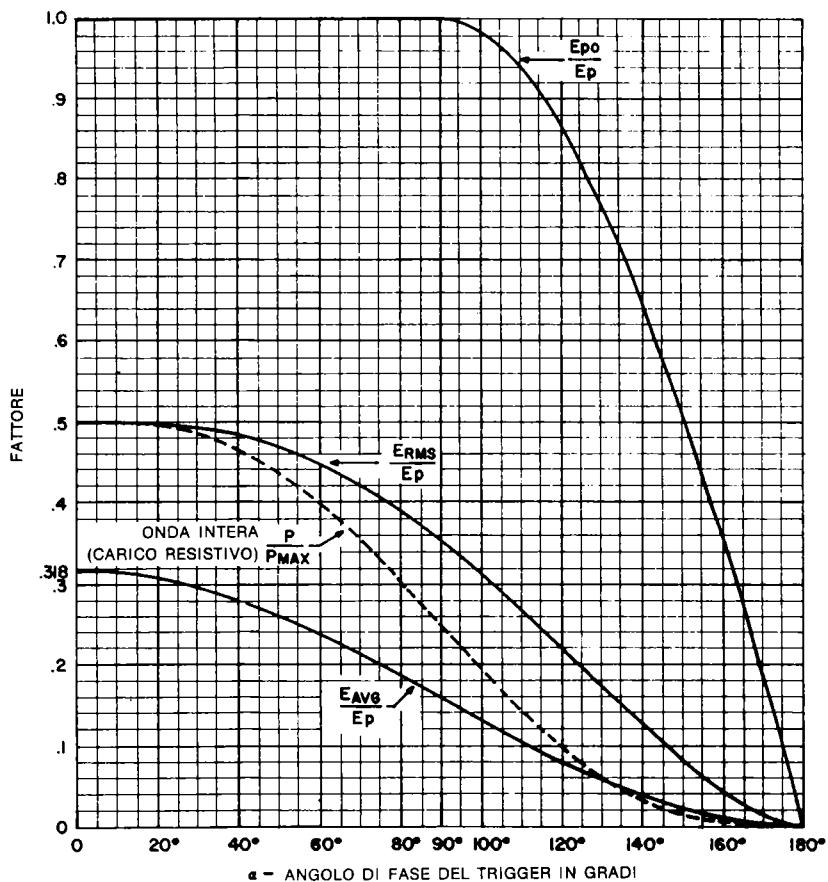
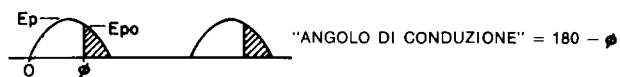



Figura 9.2: Grafico utilizzabile per l'analisi del controllo in fase a semionda.

L'altra alternativa è impiegare un circuito simmetrico ad onda intera come quello di fugra 9.1(c), per il quale si utilizzerà il grafico di figura 9.3. L'angolo di fase per il trigger in questo caso sarà stabilito a 113 gradi, desiderando 1/4 della potenza. La tensione di picco varrà 0,92 × 340 = 312V; si ha solo una piccola riduzione, rispetto al caso precedente, del lavoro a semionda. La tensione RMS sarà ancora di 0,353 × 340 = 120V. La tensione media vale zero, presumendo che la forma d'onda sia simmetrica. La corrente RMS sarà di 10A e la potenza di 1200W, ma la corrente di picco è stata ridotta a 26A. Per determinare le caratteristiche necessarie per i due SCR, ciascuno può essere considerato come se funzionasse in un circuito a semionda. Dal grafico di figura 9.2, si ricava che la tensione media, a 113 gradi, é 0,097 × 340 = 33V. La corrente media in ciascuno SCR sarà quindi, 33/12 = 2,75A per un angolo di conduzione di 180 − 113 = 67 gradi.

Nel caso dello SCR collegato al rettificatore a ponte, figura 9.1(e), impiegato per lo stesso carico, la corrente che attraversa ciascun rettificatore vale 2,75A, ma la corrente media nello SCR é 5,5A, e corrisponde ad un angolo di conduzione totale di 134 gradi.

Se s'impiega un triac, la sua corrente RMS sarà logicamente 10A, con un angolo di conduzione di 67 gradi per semiperiodo, cioé con un angolo di conduzione di 67 gradi per semiperiodo, cioé con un angolo di conduzione totale di 113 gradi. Ciò corrisponde a due SCR collegati in antiparallelo o ad uno SCR collegato ad un ponte rettificatore, ma con il triac il numero complessivo dei semiconduttori di potenza impiegati è appena uno.

È particolarmente importante notare, nei grafici, la nonlinearità delle curve. I primi e gli ultimi 30 gradi di ciascun semiperiodo contribuiscono solo al sei per cento (1,5% ciascuno) della potenza totale della semionda. Di conseguenza, una gamma di trigger che va da 30° a 150° produce una gamma di controllo del carico che varia dal 3% al 97% dell'intera potenza, escludendo la caduta di tensione all'interno dei semiconduttori.

Le tavole di figura 9.4 mostrano una notevole varietà di circuiti SCR adatti al controllo di carichi CC e CA, tutti dati con le opportune equazioni relative alle tensioni ed alle correnti. Queste informazioni possono essere impiegate per la selezione del circuito che meglio si presta per un dato impiego, e per determinare quali sono i semiconduttori da impiegare, quelli che hanno le caratteristiche adatte. La figura 9.4 deriva dalla bibliografia 8, che tratta anche un metodo per derivare altre equazioni da quelle riportate.

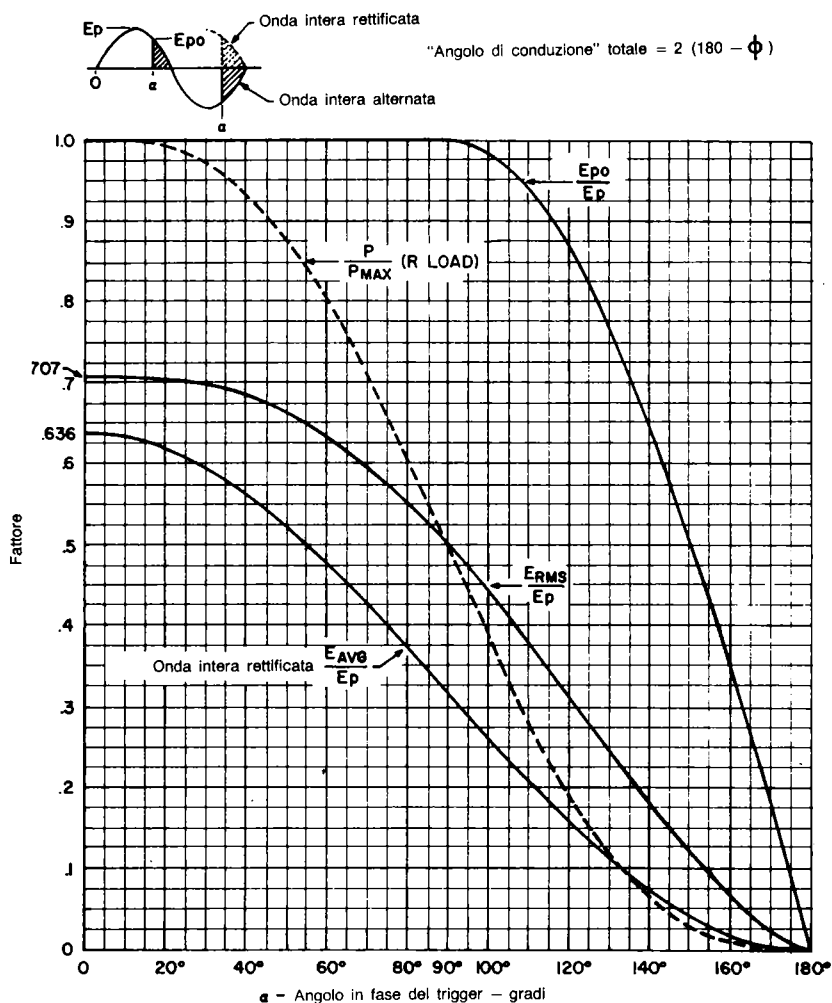



Figura 9.3: Grafico utilizzabile per l'analisi del controllo in fase nei dispositivi ad onda intera.

CIRCUITO		(c) Forma d'onda sul carico	(d) Tensione diretta di picco sullo SCR	Tensione inversa di picco		(g) Massima tensione sul carico ($\alpha = 0$) E_D = valore CC medio E_a = valore RMS ca
(a) Indicazione	(b) Connessione			(e) SCR "On"	(f) Diodo "On"	
(1) Lavoro a semiperiodo, carico resistivo			E	E	–	$E_D = \frac{E}{\pi}$ $E_a = \frac{E}{2}$
(2) Lavoro a semiperiodo, carico induttivo con diodo volano			E	E	E	$E_D = \frac{E}{\pi}$
(3) Lavoro con presa centrale e con carico resistivo o induttivo. Impiego del diodo volano			E (possibilità di 2E se il carico si apre)	2E	E	$E_D = \frac{2E}{\pi}$
(4) Lavoro con presa centrale e con carico resistivo o induttivo – SCR inserito nel percorso della CC			E	0	2E sul CR1 E sul CR2	$E_D = \frac{2E}{\pi}$
(5) Lavoro con presa centrale e carico induttivo *(senza rettificatore – volano)			2E	2E	–	$E_D = \frac{2E}{\pi}$
(6) Ponte monofase con due SCR connessi con l'anodo e con il catodo in comune. Carico resistivo, oppure carico induttivo con il rettificatore - volano			E	E	E (sul CR1 e sul CR2)	$E_D = \frac{2E}{\pi}$

Figura 9.4: Costanti circuitali impiegate nella maggioranza dei circuiti controllati in fase adatti a carichi CC*.

* Assumendo una caduta diretta nei semiconduttori eguale a zero durante la conduzione, ed una corrente zero nel periodo di blocco, ed in più una reattanza zero per la sorgente di rete-luce CA.
I carichi induttivi CC hanno una corrente pura CC

(h) Tensione sul carico nei confronti del ritardo dell'angolo di trigger α	(j) Angolo di trigger dalla completa accensione al completo spegnimento	Massima corrente nello SCR nel lavoro continuo		Max corrente nel diodo rettificatore nel lavoro continuo		(p) Possibilità di applicazione inversa di energia derivante dal carico induttivo sulla rete-luce	(q) Frequenza fondamentale della tensione nel carico (f = frequenza di alimentazione)	(r) Note e commenti
		(k) Ampere medi	(l) Ang. di cond.	(m) Ampere medi	(n) Angolo di conduz. per la massima corrente			
$E_D = \frac{E}{2\pi}(1 + \cos\alpha)$ $E_\alpha = \frac{E}{2\sqrt{\pi}}(\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha)^{1/2}$	180°	$\frac{E}{\pi R}$	180°	—	—	—	f	
$E_D = \frac{E}{2\pi}(1 + \cos\alpha)$	180°	$\frac{E}{2\pi R}$ carico molto induttivo	180°	$0.54(\frac{E}{\pi R})$	210°	NO	f	
$E_D = \frac{E}{\pi}(1 + \cos\alpha)$	180°	$\frac{E}{\pi R}$	180°	$0.26(\frac{2E}{\pi R})$	148°	NO	2f	
$E_D = \frac{E}{\pi}(1 + \cos\alpha)$	180°	$\frac{2E}{\pi R}$	360°	$CR1 = \frac{E}{\pi R}$ $CR2 = 0.26(\frac{2E}{\pi R})$ con un carico fortemente induttivo	180° 148°	NO	2f	Il CR2 è necessario quando il carico non è puramente resistivo. La frequenza di lavoro è limitata dalle caratteristiche di recupero dei rettificatori e dello SCR
$ED - \frac{2E}{\pi}\cos\alpha$ (assumendo una corrente continua che circoli nel carico)	180°	$\frac{E}{\pi R}$	180°	—	-	SI	2f	
$E_D = \frac{E}{\pi}(1 + \cos\alpha)$	180°	$\frac{E}{\pi R}$	180°	$CR1 = \frac{E}{\pi R}$ $CR2 = 0.26(\frac{2E}{\pi R})$	180° 148°	NO	2f	Senza il CR2, gli SCR possono non essere in grado di tornare nell'interdizione con un carico resistivo. Inoltre il CR2 toglie il carico-volano agli SCR

Figura 9.4: (continua)

CIRCUITO		(c) Forma d'onda sul carico	(d) Tensione diretta di picco sullo SCR	Tensione inversa di picco		(g) Massima tensione sul carico ($\alpha = 0$) E_D = valore CC medio E_a = valore RMS ca
(a) Indicazione	(b) Connessione			(e) SCR "On"	(f) Diodo "On"	
(7) Ponte monofase con due SCR sul neutro della rete CA, carico resistivo o induttivo			E	E	E	$E_D = \frac{2E}{\pi}$
(8) Ponte monofase che impiega 4 SCR ed il carico induttivo			E	E	–	$E_D = \frac{2E}{\pi}$
(9) Ponte monofase con un singolo SCR collegato nel circuito CC, carico resistivo o induttivo			E	0	E (CR1 AND CR2)	$E_D = \frac{2E}{\pi}$
(10) Connessione trifase a semionda per carico induttivo (senza rettificatore-volano)			E (è possibile che il valore divenga $\sqrt{3}$ E se il carico si apre e gli SCR sono sottoposti ad una elevata corrente inversa)	$\sqrt{3}E$	E	$E_D = \frac{3\sqrt{3}E}{2\pi}$
(11) Connessione trifase a semionda con carico resistivo o carico induttivo (con rettificatore volano)			$\sqrt{3}$ E	$\sqrt{3}E$	–	$E_D = \frac{3\sqrt{3}E}{2\pi}$
(12) Ponte trifase munito di tre SCR per carico resistivo o induttivo con rettificatori - volano			$\sqrt{3}$ E	$\sqrt{3}E$	$\sqrt{3}$ E	$E_D = \frac{3\sqrt{3}E}{\pi}$
(13) Ponte completo trifase munito di 6 SCR per carico resistivo o induttivo, munito di diodo - volano			$\sqrt{3}$ E (1,5 e se gli SCR sono shuntati da delle resistenze)	$\sqrt{3}$ E	$\sqrt{3}$ E	$E_D = \frac{3\sqrt{3}E}{\pi}$

Figura 9.4: (continua)

(h) Tensione sul carico nei confronti del ritardo dell'angolo di trigger α	(j) Angolo di trigger dalla completa accensione al completo spegnimento	Massima corrente nello SCR nel lavoro continuo (k) Ampere medi	Massima corrente nello SCR nel lavoro continuo (l) Ang. di cond	Max corrente nel diodo rettificatore nel lavoro continuo (m) Ampere medi	Max corrente nel diodo rettificatore nel lavoro continuo (n) Angolo di conduz. per la massima corrente	(p) Possibilità di applicazione inversa di energia derivante dal carico induttivo sulla rete-luce	(q) Frequenza fondamentale della tensione nel carico (f = frequenza di alimentazione)	(r) Note e commenti
$E_D = \frac{E}{\pi}(1 + \cos\alpha)$	180°	$\frac{E}{\pi R}$	180°	$\frac{E}{\pi R}$	180°	NO	2f	I diodi rettificatori funzionano come circuito - volano conducendo (π + α) gradi con un carico induttivo
$E_D = \frac{2E}{\pi}\cos\alpha$ (Assumendo una corrente continua nel carico)	180°	$\frac{E}{\pi R}$	180°	—	—	SI	2f	Con un carico resistivo analogamente al circuito '7'
$E_D = \frac{E}{\pi}(1 + \cos\alpha)$	180°	$\frac{2E}{\pi R}$	360°	$CR1 = \frac{E}{\pi R}$ $CR2 = 0.16\left(\frac{2E}{\pi R}\right)$	180° 148°	NO	2f	Il CR2 è necessario quando il carico non è puramente resistivo, la frequenza è limitata dalle caratteristiche di recupero dei rettificatori e degli SCR
$E_D = \frac{3\sqrt{3}E}{2\pi}\cos$ $(0 < \alpha < 30°)$ $E = \frac{3E}{2\pi}\left[1 + \cos(\alpha + 30°)\right]$ $(30° < \alpha < 150°)$	150°	$\frac{\sqrt{3}E}{2\pi R}$	120°	$0.16\left(\frac{3\sqrt{3}E}{2\pi R}\right)$	134°	NO	3f	
$E_D = \frac{3\sqrt{3}E}{2}\cos$ (Assumendo una corrente continua nel carico)	150°	$\frac{\sqrt{3}E}{2\pi R}$	120°	—	—	SI	3f	
$E_D = \frac{3\sqrt{3}E}{2\pi}(1 + \cos\alpha)$	180°	$\frac{\sqrt{3}E}{\pi R}$	120°	$CR1 = \frac{\sqrt{3}E}{\pi R}$ $CR2 = 0.14\left(\frac{3\sqrt{3}E}{\pi R}\right)$	120° 132°	NO	3f	In mancanza del CR2, gli SCR possono manifestare l'impossibilità di interdirsi con un carico induttivo, inoltre il CR2 evita il carico - volano agli SCR
$E_D = \frac{3\sqrt{3}E}{\pi}\cos$ $(0 < \alpha < 60°)$ $E_D = \frac{3\sqrt{3}E}{\pi}\left(1 + \frac{\cos\alpha}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\alpha\right)$ $(60° < \alpha < 120°)$	120°	$\frac{\sqrt{3}E}{\pi R}$	120°	$0.056\left(\frac{3\sqrt{3}E}{\pi R}\right)$	212°	NO	6f	Gli SCR necessitano di due segnali per i gate slittati di 60° in ciascun ciclo, la durata dei segnali dei gate è · 60°

Figura 9.4: (continua)

CIRCUITO															
(a) INDICAZIONE	(b) CONNESSIONI	(c) FORMA D'ONDA SUL CARICO	(d) TENSIONE DI PICCO DIRETTA SULLO SCR	TENSIONE DI PICCO INVERSO		(g) Massima tensione sul carico ($\alpha = 0$) ED = valore CC medio E_a = valore RMS CA	(h) Tensione sul carico nei confronti dell'angolo α di ritardo del trigger	(j) Angolo di trigger della accensione al completo spegnimento	Massima corrente nello SCR in regime di lavoro continuo		Massima corrente nel diodo rettificatore nel funzionamento continuo		(p) Possibilità di applicazione inversa di energia derivante dal carico induttivo sulla rete-luce	(q) Frequenza fondamentale della tensione sul carico (f = frequenza dell'alimentazione)	(r) NOTE E COMMENTI
				(e) SCR «On»	(f) DIODO «On»				(k) AMPÈRE MEDI	(l) ANG DI COND	(m) AMP MEDIO	(n) angolo di condux. per le massime corrente			
Ponte trifase con sei SCR impiegato con carico induttivo			$\sqrt{3}E$ (1,5E GLI SCR SONO SHUNTATI DA DELLE RESISTENZE)	$\sqrt{3}E$	—	$E_D = \frac{3\sqrt{3}E}{\pi}$	$E_D = \frac{3\sqrt{3}E}{\pi} \cos\alpha$ (ASSUMENDO UNA CORRENTE CONTINUA NEL CARICO)	120°	$\frac{\sqrt{3}E}{\pi R}$	120°	—	—	Si	6f	Gli SCR necessitano di due segnali per i gate sfittati di 60° in ciascun ciclo. La durata alternativa per i segnali deve essere > 60°
carichi resistivi CA															
(15) SCR collegati in antiparallelo in forma di TRIAC con carico resistivo			E	E	—	$E_a = \frac{E}{\sqrt{2}}$	$E_a = \frac{E}{\sqrt{2\pi}}(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \text{SIN. } 2\alpha)^{1/2}$	180°	$\frac{E_a}{2.2R}$ OR $\frac{E}{\pi R}$	180°	—	—	—	f	Con un carico induttivo, la tensione del carico e la corrente dipendono dalla $\omega L/R$ così come dalla R e da α
(16) SCR collegato attraverso un ponte di diodi che serve un carico resistivo CA			E	0	E	$E_a = \frac{E}{\sqrt{2}}$	$E_a = \frac{E}{\sqrt{2\pi}}(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \text{SIN } 2\alpha)^{1/2}$	180°	$\frac{E_a}{1.1R}$ OR $\frac{2E}{\pi R}$	360°	$\frac{E_a}{2.2R}$ OR $\frac{E}{\pi R}$	180°	—	f	L'induttanza nei circuiti CC deve essere minima. I limiti in frequenza sono determinati dalle caratteristiche di recupero dei rettificatori e degli SCR. Con i carichi induttivi, la tensione sul carico e la corrente relativa dipendono da $\omega L/R$ così come dalla R e dall'α

Figura 9.4: (continua)

9.2.1 - IL CONTROLLO DI CARICHI INDUTTIVI ALIMENTATI IN CA, TRAMITE LA FASE

Sino ad ora, nella trattazione precedente, si é sempre considerato un carico di tipo resistivo, e tramite figura 9.2 e 9.3 era possibile ottenere le informazioni necessarie per dimensionare opportunamente gli SCR utilizzati. In pratica, molti carichi hanno però un certo valore d'induttanza. I motori, i solenoidi, i trasformatori sono decisamente induttivi, ed anche molti sistemi di riscaldamento "resistivi" mostrano delle componenti induttive, che fanno parte della loro impedenza complessiva. L'effetto di tale reattanza é che il valore RMS rispetto a quello medio, in corrente, é abbassato. Abbassando questo rapporto, la dissipazione del dispositivo é a sua volta diminuita, ed una corrente media più alta può attraversare con sicurezza uno SCR, senza che nascano dei sovraccarichi.

La figura 9.5 mostra due SCR collegati in antiparallelo che controllano un carico resistivo. In basso si vedono le curve di tensione e di corrente di tale sistema. La corrente media che attraversa ambedue gli SCR, é la media della parte della forma d'onda della corrente di carico o sopra o sotto al livello dello zero. Le caratteristiche degli SCR da impiegare devono essere basate su queste forme d'onda di corrente.

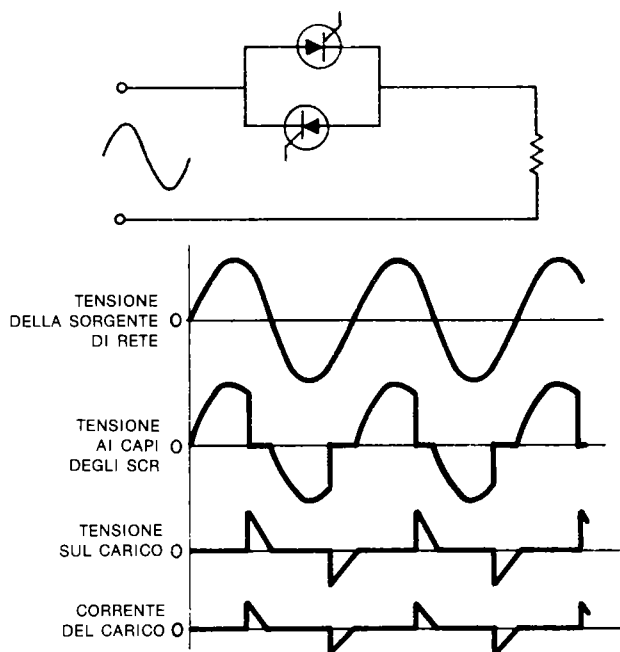



Figura 9.5: Controllo ad onda intera di un carico resistivo.

La figura 9.6 mostra le curve caratteristiche; a titolo d'esempio si é scelta una famiglia di curve relative alla corrente media nei confronti della temperatura dell'involucro per uno SCR del tipo C180 da 235A (RMS). È da notare, che per gli angoli differenti di ritardo (tratto di non conduzione del periodo) la corrente massima ammissibile, differisce. Ciò si deve al "form factor" (RMS/media) che muta con il mutare dell'angolo di ritardo. La figura 9.7 mostra come il fattore detto sia variabile con l'angolo di ritardo per un dato carico resistivo. Ora, si possono coordinare le figure 9.6 e 9.7. Dalla figura 9.7, si noterà che con un angolo di ritardo di zero gradi (conduzione totale) il "form factor" vale 1,57. Per poter mantenere la corrente massima di 235A (RMS), la corrente media deve essere limitata a 150A (235/1,57 = 150). A 150 gradi di angolo di ritardo, il form factor diviene all'incirca 4, e di conseguenza la massima corrente media diverrà 60A.

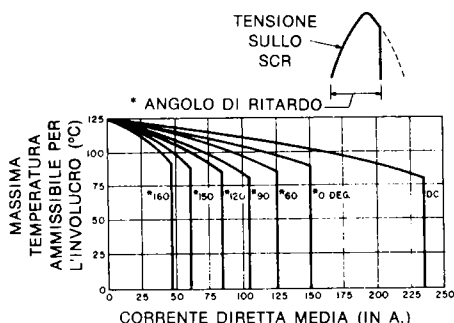



Figura 9.6: Corrente media diretta confrontata con la temperatura dell'involucro SCR modello "C180".

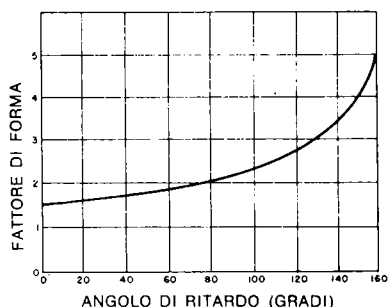



Figura 9.7: Fattore di forma confrontato con l'angolo di ritardo per carichi resistivi controllati in fase.

Se il carico é leggermente induttivo, come si vede nella figura 9.8, la forma d'onda cambia nella misura indicata. È da notare che le forme d'onda della corrente sono meno "spigolose". Come ci si attendeva, questo tipo di "arrotondamento" migliora il "form factor" (diminuendolo) perché il picco della forma d'onda in corrente é ridotto, e la sua durata é estesa. La figura 9.9 mostra la variazione del fattore di forma con l'angolo di ritardo per carichi dal fàttore di potenza che ha ritardi diversi. È da notare il notevole miglioramento nel fattore di forma durante i forti angoli di ritardo, con un carico un poco induttivo. Con un angolo di ritardo di 150 gradi, si ha il 25% di riduzione (miglioramento) nel fattore di forma, mutando il fattore di potenza nel carico dall'unità allo 0,9 d'induttanza; si ha una riduzione migliore del 15 per cento nel fattore di forma con lo 0,98 del fattore di potenza del carico. Il fattore di forma scende ancora di più per dei carichi che abbiano un fattore di potenza ad iniziare da 0,9. Questo miglioramento nella possibilità di sopportare la corrente media negli angoli di ritardo

ampi é assai importante. Ciò é vero in special modo quando s'impiegano degli SCR dalla corrente elevata, visto che 10 o 20 o 40A controllabili in più possono significare una economia notevole. Con l'introduzione degli SCR dalla elevata tensione di lavoro (da 1000 a 2600V), la possibilità di trattare correnti più elevate rappresenta un sostanziale miglioramento nel controllo dei valori di potenza in KVA.

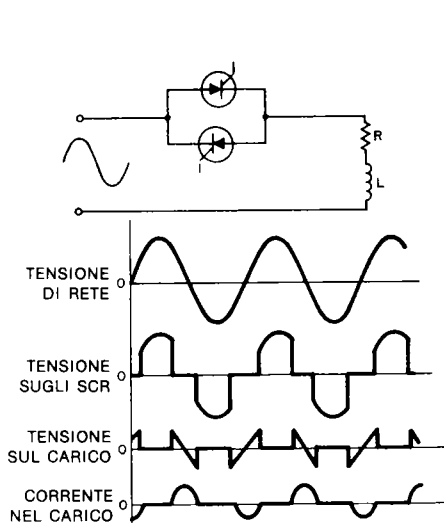



Figura 9.8: Controllo ad onda intera di un carico induttivo.

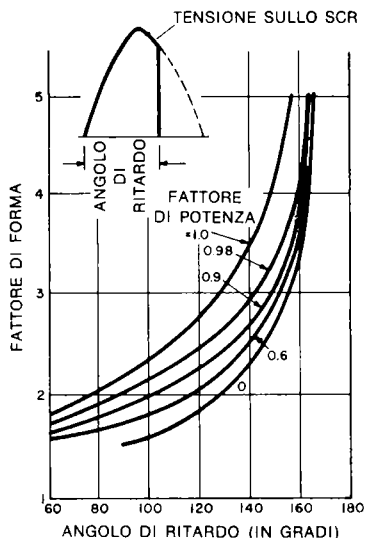



Figura 9.9: Fattore di forma confrontato con l'angolo di ritardo per carichi controllati in fase dal diverso fattore di potenza.

Il progettista a questo punto può dire: "Il ragionamento é valido, ma si resta pur sempre legati alle solite curve caratteristiche". Ciò é vero, ma seguono alcuni esempi di come impiegare al meglio le curve quando il carico é in qualche misura induttivo. La procedura per determinare approssimativamente l'ammontare dell'incremento é la seguente:

A. Corrente media confrontata con la temperatura dell'involucro:
   1. Prima di tutto si deve individuare la curva relativa all'angolo di ritardo in questione sulle specifiche generali.
   2. Si deve poi determinare la nuova massima corrente media con la relazione:

$$I_{avg(max)} = \frac{I_{rms(max)}}{F \cdot PF, a}$$

ove:

$I_{rms(max)}$ = massima corrente rms dello SCR (ricavabile dalle specifiche).

$F_{PF,\alpha}$ = Fattore di forma per un dato ritardo del fattore di potenza (PF) ed un determinato angolo di ritardo (α).

3. Si può ora tracciare la retta della massima-corrente-media come si vede nella figura 9.10.
4. Si traccerà anche il rimanente della curva per determinare la distanza X:

$$X(^{o}C) = \left(\frac{F_{PF,a}}{F_{1.0,a}}\right)\left(T_{C(max)} - T_{C(ss)}\right)$$

$F_{PF,\alpha}$ = Fattore di forma per il fattore di potenza e l'angolo di ritardo in questione.

$_{1.0,\alpha}$ = Fattore di forma per *unità* del fattore di potenza ed angolo di ritardo in questione.

$T_{C(max)}$ = Massima temperatura ammissibile del contenitore.

$T_{C(ss)}$ = Curva della temperatura del contenitore ricavabile dai fogli delle caratteristiche.

B. Corrente media nei confronti della dissipazione media.
 1. Prima di tutto si deve individuare la curva relativa all'angolo di ritardo in questione sulle specifiche del dispositivo.
 2. Di seguito sulla curva si marcherà la corrente media secondo il calcolo indicato in precedenza nella voce A2. Si veda la figura 9.11.
 3. Si tracci la curva ché é necessaria per determinare la distanza Y:

$$Y(Watt) = \left(\frac{F_{PF,a}}{F_{1.0,a}}\right) P_{SS}$$

ove:

P_{SS} = Curva della dissipazione ricavata dai fogli delle specifiche.

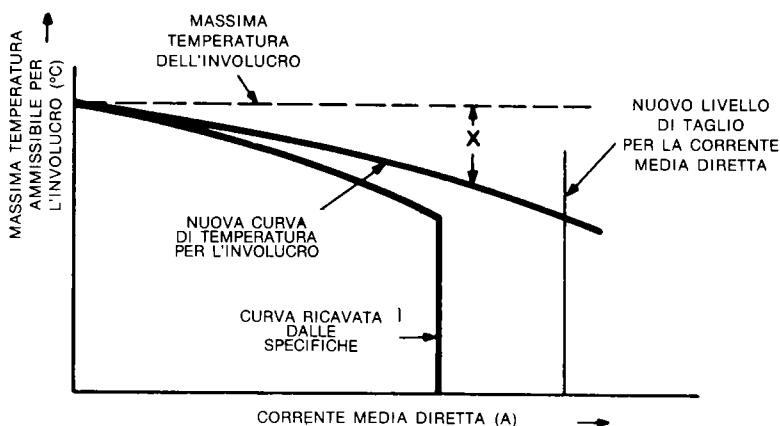



Figura 9.10

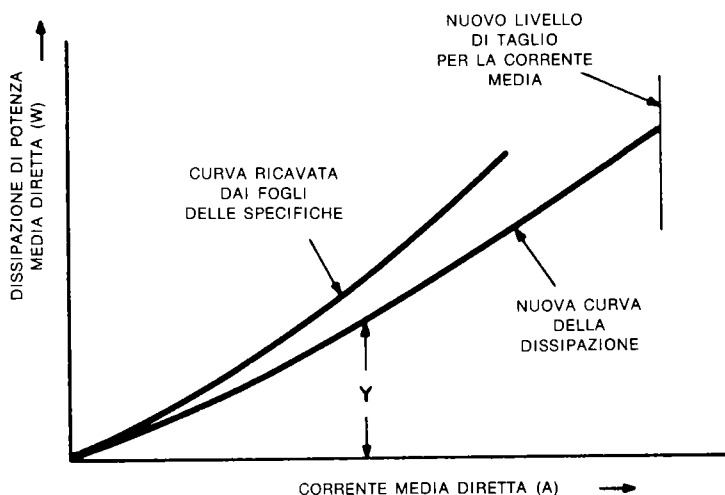



Figura 9.11

La figura 9.12 mostra una famiglia di curve pratiche per lo SCR 180 impiegato con un carico da 0,9 P.F. con una conduzione di 150°. È da notare il miglioramento del 25% nella possibilità di condurre una maggior corrente e la dissipazione ridotta.

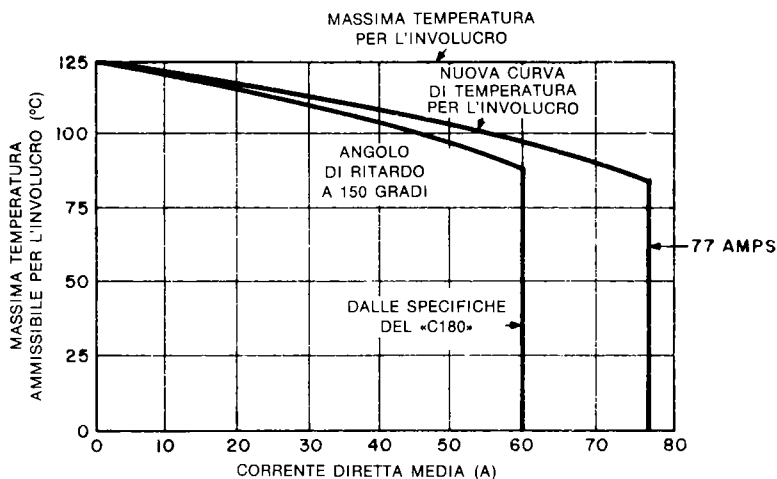



Figura 9.12(a)

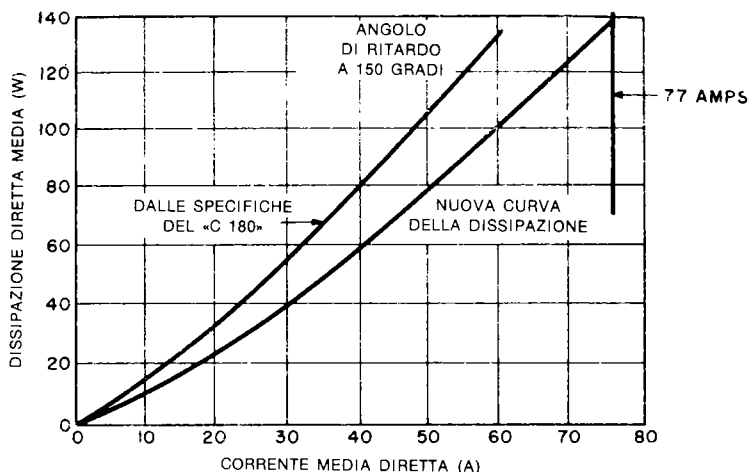
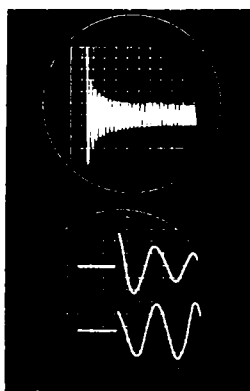



Figura 9.12(b)

9.2.2 - L'IMPIEGO DEI TIRISTORI CON LE LAMPADE INCANDESCENTI COME CARICO

Quando si accende una lampada incandescente, durante i primi cicli si ha un forte transitorio di corrente. Il rapporto tra l'intensità detta e quella di lavoro, é in via teorica, inversamente proporzionale alla resistenza del filamento caldo e freddo. Impianti alimentatori tipici dalla grande potenza, da 100 a 200 KVA possono dover erogare una corrente "di spunto" maggiore di ben 25 volte quella di lavoro. La costante di tempo per l'afflusso momentaneo di corrente é nell'ordine di 10 cicli (in pratica da 5 a 20 cicli) con la rete a 50 Hz.

La figura 9.13 mostra l'oscillogramma tipico della corrente iniziale di una lampada GE per proiettori da 1500W.

(a) Smorzamento della corrente iniziale (Scala: 40A/divisione o quadretto)

(b) In alto: Corrente iniziale
In basso: Tensione che corrisponde alla chiusura di un interruttore a circa 85 gradi elettrici
(Scala di corrente: 100A/divisione)

Figura 9.13: Corrente iniziale "di spunto" di una lampada ad incandescenza.

Osservando gli oscillogrammi, si nota che il transitorio d'inizio nelle lampade incandescenti é un fattore molto importante. I tiristori, tipicamente, hanno una possibilità di resistere alla corrente di spunto che va da 8:1 a 12:1. È interessante notare che lo spunto assorbito dalla lampada é considerevolmente superiore. La tavola 9.1 presenta la corrente di spunto o iniziale, teorica, delle lampade più comuni. Per facilitare il progettista nelle considerazioni legate allo spunto, la tavola 9.2 elenca una lista di

Potenza in W	Tensione di lavoro	Modello	Corrente nel funzionamento normale, continuo	Rapporto tra la resistenza a freddo ed a caldo	Valore del picco iniziale (a 170V di picco) — Amp
6	120	a vuoto	0.050	12.4	0.88
25	120	a vuoto	0.21	13.5	4.05
60	120	riemp. gassoso	0.50	13.9	9.70
100	120	riemp. gassoso	0.83	14.3	17.3
100 (per proiezione)	120	riemp. gassoso	0.87	≃15.5	19.4
200	120	riemp. gassoso	1.67	16.0	40.5
300	120	riemp. gassoso	2.50	15.8	55.0
500	120	riemp. gassoso	4.17	16.4	97.0
1000	120	riemp. gassoso	8.3	16.9	198.0
1000 (per proiezione)	115	riemp. gassoso	8.7	≃18.0	221.0

Tavola 9.1: Corrente iniziale "di spunto" di varie lampade ad incandescenze comuni.

	POTENZA AMMISSIBILE PER LE LAMPADE			
	Rete-luce a 125V		Rete-luce a 220-240V	
Dispositivo o dispositivi	Impianto elettrico casalingo	Impianto elettrico di tipo commerciale o industriale	Impianto elettrico casalingo	Impianto elettrico di tipo commerciale o industriale
Due C103*	60	60		
Due C106*	150	150	300	300
SC35/36	360	180	720	360
SC240/241	600	250	1,200	500
SC141	600	480	1,200	960
SC245/246	1,000	450	2,000	900
SC146	1,000	600	2,000	1,200
SC250/251	1,200	600	2,400	1,200
SC260	2,000	1,300	4,000	2,600
Due C45 o C46		3,400		7,800
Due C50 o C52		5,000		10,000
Due C350		7,500		15,000
Due C178		12,500		25,000
Due C180		17,500		35,000
Due C290 o C291		27,500		55,000
Due C530		50,000		100,000

* È necessario impiegare una resistenza di ballast posta in serie con il carico. Si veda la «application note» 200:53

Tavola 9.2: Massima potenza delle lampade per i corrispettivi tiristori.

indicazioni relative ai tiristori che devono essere impiegati per determinate lampade che formino il carico.

La tavola è stata divisa in quattro colonne che mostrano le potenze a 120-125V e 220V-240V. La tavola é inoltre suddivisa in impianti casalinghi ed industriali. Per gl'impianti domestici si é considerato l'effetto limitativo della circuiteria prevista per far scorrere un massimo di 20A, mentre nel caso di impianti industriali si assume che l'impedenza di linea sia zero, cioé che il carico sopportabile sia infinito. L'assunto finale della tavola, é che le lampade siano del normale modello ad incandescenza e non del tipo ad alta luminosità come quelle che equipaggiano i proiettori. Se si considera l'impiego di lampade per proiettori, le caratteristiche dei tiristori debbono essere aumentate *almeno* di un 10% in più.

9.3 - La commutazione nei circuiti CA

La commutazione dei tiristori nei circuiti CA, usualmente non dà problemi speciali visto che l'alimentazione inverte la polarità ciclicamente. Vi sono casi, tuttavia, nei quali non si ottiene una commutazione corretta, ad esempio, se non vi é un tempo sufficiente per il disinnesco, o vi é un eccesso nella dv/dt della tensione diretta riapplicata, o in ambedue gli esempi indicati. La frequenza di rete e la tensione, l'induttanza nell'alimentazione o nel carico sono fattori determinanti.

Per iniziare, si consideri il circuito di figura 9.14 che impiega la connessione in antiparallelo di due SCR, per il pilotaggio di un carico induttivo. Nel momento in cui la corrente raggiunge lo zero, e lo SCR che conduceva può commutare (punto A), vi é ancora una certa tensione d'alimentazione che può apparire come una polarizzazione diretta per l'altro SCR. Questo residuo di tensione ed il suo andamento, dipende dall'induttanza e dalla capacità nel carico del circuito, così come dalle caratteristiche di recupero inverso degli SCR. In certi casi si può osservare un transitorio L di/dt che é il risultato dello spegnimento dello SCR, che interviene quando la corrente cala al di sotto del valore di tenuta, I_H. Aggiungendo un circuito serie RC, in parallelo con gli SCR o con il carico, si può minimizzare il rapporto dv/dt, come abbiamo visto nei capitoli precedenti, o ridurlo a limiti accettabili. La grandezza del C sarà determinata dall'impedenza di carico e dalla limitazione dv/dt dello SCR. Il valore della R deve es-

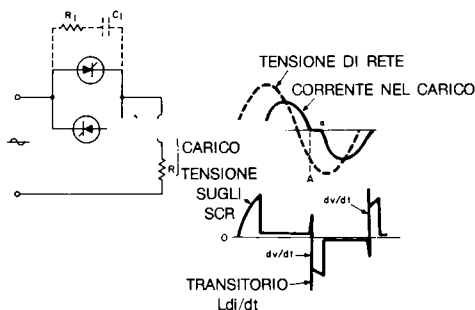



Figura 9.14: Soppressione della DV/DT e dei transistori nei carichi induttivi.

sere tale da poter smorzare qualunque oscillazione LC, con un valore minimo determinato dalla corrente ripetitiva di picco dello SCR, che subentra quando lo SCR scarica il condensatore. I dati di progetto per la protezione dv/dt saranno esposti nel paragrafo 6.3 Vol. 2.

Una soluzione alternativa, é, ovviamente l'impiego di SCR in grado di commutare nel disinnesco in un tempo molto breve con una dv/dt molto elevata ed una tensione alta. Nei circuiti per potenze elevate, questo é sovente il miglior sistema considerando il costo e l'ingombro dei sistemi RC che servono per la funzione.

I carichi induttivi i CA applicati agli SCR che lavorano connessi ad un ponte rettificatore, come nella figura 9.15, hanno un effetto leggermente diverso. La rapida permuta della tensione ai terminali d'ingresso del ponte rettificatore non solo rappresenta una dv/dt elevata, ma al tempo stesso riduce il tempo disponibile per la commutazione. Se i rettificatori impiegati nel ponte hanno un tempo di recupero inverso lento, nei confronti del "turn-off" dello SCR, la corrente di recupero inverso è in genere sufficiente per dare un tempo di commutazione adeguato. Se ciò in pratica non si realizza, si può impiegare un circuito serie R_1-C_1 collegato ai terminali d'ingresso del ponte. Una forma alternativa di circuito soppressore è quella costituita da R_2-C_2 collegati sullo SCR, che limitano la dv/dt, ma è necessaria la resistenza R_3 per formare una via di scorrimento dell'intensità (per correnti dell'ordine della I_H) ad assicurare un tempo di commutazione sufficiente. Se il condensatore C_2 è troppo grande, può provocare la corrente di tenuta dello SCR durante il normale periodo di commutazione, ed in tal modo lo SCR non disinnesca sino a che il condensatore non si è scaricato.

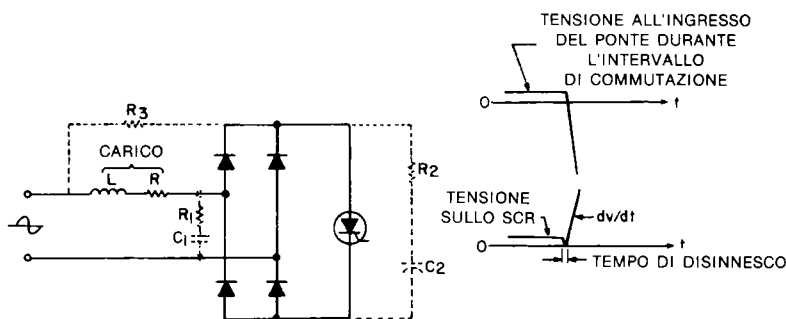



Figura 9.15: Soppressione della DV/DT ed aumento del tempo di disinnesco.

Il carico induttivo in CA ha un effetto analogo sulla commutazione del triac, e la soluzione per questo problema è o impiegare un triac più veloce o sopprimere la dv/dt con un adatto sistema RC. Anche questo lato della questione sarà approfondito nel paragrafo 6.3 Volume 2 successivo. I carichi induttivi CC, spesso richiedono l'aggiunta di un diodo-volano: D_1 nella figura 9.16, che serve per mantenere il flusso della

corrente quando lo SCR è "OFF". Quando un carico in CC è impiegato nel circuito che utilizza il ponte, figura 9.16(c), l'induttanza provoca lo scorrimento di una corrente di tenuta che circola nello SCR e nel ponte rettificatore nel momento che la rete passa per lo zero, impedendo l'interdizione dello SCR. L'addizione del diodo-volano, D_1, serve appunto per formare un bypass attorno allo SCR. La corrente media richiesta per il diodo D_1, è metà di quella media del carico per il circuito (a) ed un quarto della corrente media per i circuiti (b) e (c).

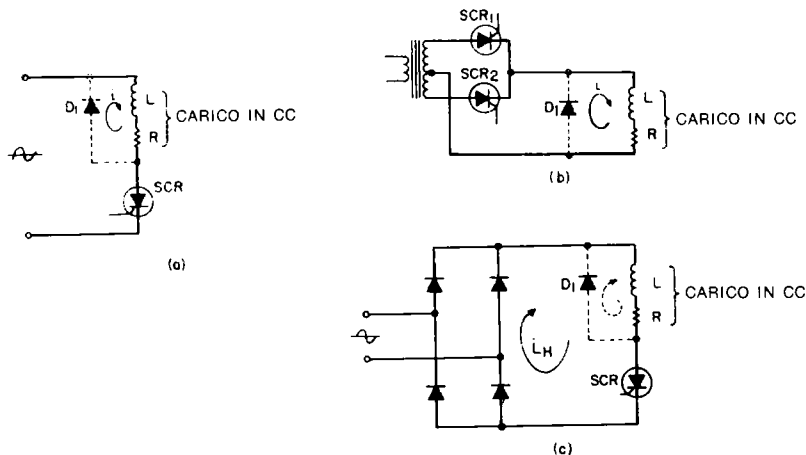



Figura 9.16: Diodo volano che bypassa la corrente di tenuta.

9.4 - Circuiti trigger basilari per il controllo in fase

Uno qualsiasi dei circuiti oscillatori a rilassamento impulsivi descritti nel Capitolo 4, possono essere adottati come controlli in fase. Siccome i detti sono semplici circuiti temporizzati, è necessario prevedere qualche tipo di sincronizzazione con l'alimentazione CA. In genere, ciò si fa ricavando la tensione d'ingresso dell'oscillatore dall'alimentazione. Vi sono diversi sistemi per collegare gli oscillatori-base nelle loro varie versioni ai sistemi controllati, a seconda dei semiconduttori che si utilizzano quali elementi di trigger, dei tiristori, dell'alimentazione e del carico. Ogni combinazione ha caratteristiche proprie che devono essere considerate attentamente selezionando il circuito che serve per compiere una determinata funzione prevista.

9.4.1 - IL CONTROLLO IN FASE A SEMIONDA

Il circuito di figura 9.17 impiega l'oscillatore a rilassamento di base per dare il trigger allo SCR all'angolo di trigger controllato, α_t, durante il semiperiodo positivo della rete. Siccome la resistenza regolabile R_1 può esser ridotta a zero, s'impiega il diodo

D_1 per proteggere il sistema d'innesco ed il gate dello SCR durante i semiperiodi negativi. Certi sistemi di trigger consentono d'impiegare una resistenza R_2 fissa al posto del diodo, come si vedrà in seguito.

La forma d'onda della tensione d'alimentazione, e, della tensione V_C, sul condensatore, sono mostrate nella figura 9.18. Le grandezze della R_1, del C, della E_P, e della V_S, determinano il rapporto di carica del condensatore e l'angolo di fase, α_t, al quale interviene il trigger. Gli angoli più arretrati e più avanzati possibili che possono essere ricavati, recano le indicazioni α_1 ed α_2, nelle forme d'onda della figura 9.18. Se si considera la corrente di commutazione I_S (si veda il Capitolo 4) del dispositivo di trigger, vale la seguente relazione:

$$V_S = E_P \sin \alpha_1 \tag{9.1}$$

e,

$$V_S + I_S R_1 = E_P \sin \alpha_2 \tag{9.2}$$

Siccome il massimo valore utilizzabile di R_1 produce il trigger nel punto α_2, la resistenza R_1 deve essere calcolata per dei valori dati di e, C e V_S; ma ignorando la I_S per il momento si può impiegare l'equazione che segue:

$$R_1 = \frac{2 E_P}{\omega C (V_S - V_O)} \tag{9.3}$$

Viceversa la tensione di picco sul condensatore è:

$$V_{CP} = \frac{2 E_P}{\omega R_1 C} + V_O \tag{9.4}$$

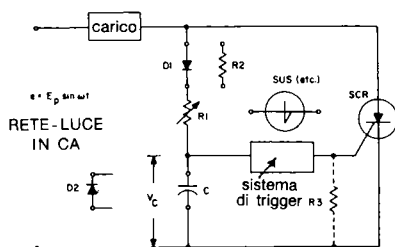



Figura 9.17: Circuito fondamentale di sistema di controllo in fase a semionda.

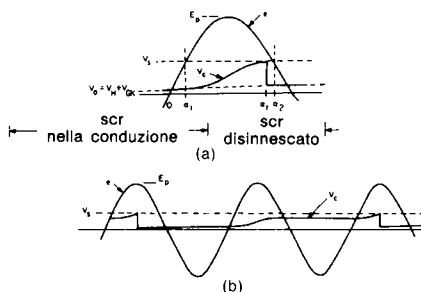



Figura 9.18: Forme d'onda relative alla figura 9.17 (con il D, ed il SUS).

Nelle equazioni 9.3 e 9.4 si assume un valore basso per la V_S comparata con la E_P, come per esempio è il caso quando si utilizza un sistema di trigger SUS su di una tensione di rete di 125V.

Dall'equazione 9.4, si vede che la tensione iniziale (o residua), V_O, è generalmente la somma della minima tensione di tenuta, V_H, del trigger e della tensione gate-catodo V_{GK}, che appare non appena lo SCR innesca.

Se la tensione di commutazione non è raggiunta durante un semiperiodo positivo, il sistema di trigger non innesca, e la tensione elevata residua va persa nel condensatore. Il risultato, come si vede nella figura 9.18(b) è un "salto di ciclo" con il condensatore che continua a caricarsi durante i semiperiodi negativi, sinché il dispositivo innesca. Se la gamma di regolazione della R_1 può essere limitata in modo che il trigger avvenga sempre in ciascun semiperiodo, anche nella peggiore combinazione di tolleranze immaginabili, con la minima E_P, il minimo C, la massima V_S, la minima I_S e la minima V_O, il "salto di ciclo" può essere evitato. Al contrario, se le condizioni imposte dalle tolleranze sono avverse, l'angolo più precoce di trigger può produrre una potenza inaccettabilmente bassa nel carico.

Una soluzione definitiva che evita in ogni caso il "salto di ciclo" è resettare automaticamente il condensatore ad un valore di tensione noto, V_O, alla fine di ciascun semiperiodo anche se la V_S non può essere raggiunta. Un sistema per far ciò, è porre la R_2 al posto del diodo D_2 nella figura 9.17. In tal modo, la tensione del condensatore s'inverte nel semiperiodo negativo, e si giunge ad un valore negativo della V_O, all'inizio della semionda positiva. Se il dispositivo di trigger non conduce durante l'escursione negativa della V_C, la V_O può essere prevedibile per ogni valore determinato della R_1. Questa connessione provvede un ciclo per la caduta della tensione sul C, ed elimina il "salto del ciclo". Se il sistema di trigger conduce quando la V_C è negativa, è possibile impiegare un secondo diodo, D_2, per mantenere la V_C a circa $-1V$ durante il semiperiodo negativo.

Se s'impiega un sistema di trigger bilaterale, come lo SBS oppure il Diac, il diodo D_2 non serve (facendo sì che la R_2 limiti adeguatamente la corrente negativa) ma la V_O all'inizio di ciascun semiperiodo positivo, dipenderà dal numero di oscillazioni che sono intervenute durante il semiperiodo negativo, in base alla regolazione della R_1. Mutando la R_1, si ha un cambio integrale nel numero di oscillazioni negative, e di qui, si avrà anche una mutazione nella V_O. Il risultato finale, sarà un cambio nell'angolo di trigger.

Il reset automatico della tensione del condensatore, nei circuiti di figura 9.19 è ottenuto forzando il dispositivo di trigger a commutare alla fine del semiperiodo positivo. Nel circuito (a), la resistenza R_2 eroga una corrente negativa che fuoriesce dal gate del SUS (per maggiori dettagli, il lettore può rivedere il Capitolo 4) quando la tensione di rete diviene negativa; in tal modo si provoca la commutazione dello SUS e la scarica del condensatore.

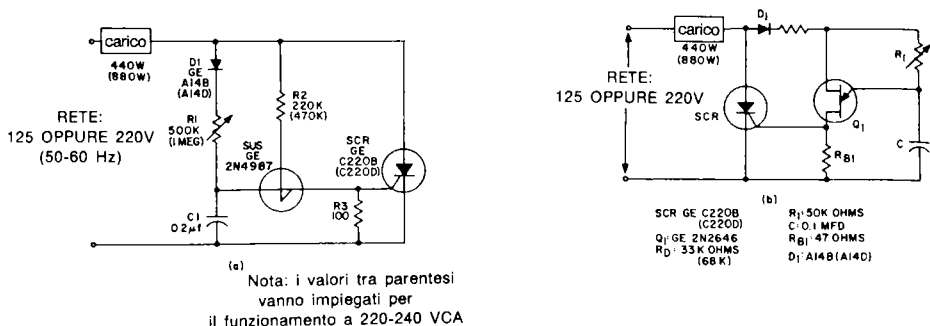



Figura 9.19: Sistemi di controllo in fase a semionda con reset capacitat:vo.

Siccome la tensione di commutazione del transistore unigiunzione (η) dipende strettamente dalla tensione interbase, il condensatore del circuito (b) è resettato tramite l'UJT alla fine di ciascun semiperiodo positivo quando la tensione interbase giunge quasi a zero.

Negli esempi precedenti, la tensione d'alimentazione dei circuiti di trigger crolla, quando lo SCR innesca. Questo genere di connessione evita oscillazioni multiple parassitarie e consente di ridurre R_1 verso lo zero senza che possano intervenire danni nel circuito di controllo. Se il circuito di trigger è connesso direttamente all'alimentazione generale, invece che all'anodo dello SCR, è necessario connettere una resistenza da 5.000 Ohm o simili in serie con la R_1 per limitare la corrente a valori di sicurezza. Siccome il collegamento detto cambia il circuito di controllo da sistema a due terminali in uno a tre, in taluni casi vi sono delle considerazioni legate al cablaggio che impediscono di attuarlo.

9.4.2 - IL CONTROLLO IN FASE AD ONDA INTERA

Ambedue i circuiti a semionda visti nella figura 9.19 possono essere impiegati come sistemi ad onda intera collegandoli ad un rettificatore a ponte, secondo la figura 9.1(e). Lo schema di figura 9.19(b) non necessita di modifiche, per questo impiego, ma lo schema munito del SUS (a) richiede il ritocco del valore della R_2 che va portato a 22.00 Ohm, l'aggiunta di un'altra resistenza da 22.000 Ohm da collegare tra il gate del SUS ed il catodo dello SCR, e l'eliminazione del diodo D_1. Tali modifiche servono per ottenere l'azione di reset da parte del SUS.

Comunque, la forma più elementare di controllo in fase ad onda intera, è quello a diac/triac che si vede nella figura 9.20. La forma d'onda della tensione del condensatore V_C di figura 9.21, è molto simile a quella del medesimo nel funzionamento a semionda, con la maggiore differenza che la tensione residua, V_O, all'inizio di ciascun semiperiodo, ha la polarità opposta a quella del successivo periodo, V_S. La forma

d'onda indicata per Vc dà il trigger in ritardo, in ciascun semiperiodo. Se la resistenza R_1 è aumentata un poco, la forma d'onda tratteggiata, Vc', mostra quel che avviene nel ciclo successivo dopo l'ultimo trigger. All'inizio del periodo, la Vo è la stessa dello stato di riposo, visto che il diac ha commutato nella semionda precedente. Al termine del primo semiperiodo, tuttavia, la tensione del condensatore rimane appena al di sotto della Vs, quindi il diac a sua volta resta inerte. In tal modo si cambia la Vo con la +Vs all'inizio del secondo semiperiodo. La tensione di picco nel semiperiodo negativo è, tuttavia, considerevolmente inferiore alla Vs, come si è visto in precedenza nell'equazione 9.4. In tutti i cicli successivi Vo = Vcp, ed il valore di picco della Vc rimane bene al di sotto della Vs sino a che si riduce il valore della R_1.

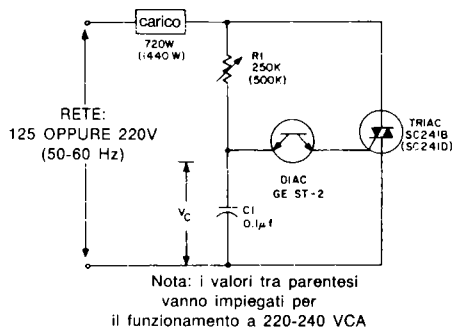



Figura 9.20: Circuito-base di controllo in fase ad onda intera impiegante un DIAC ed un TRIAC.

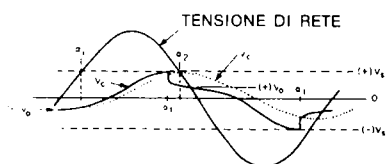



Figura 9.21: Forme d'onda della figura 9.20.

Una volta che il trigger sia cessato, riducendo la R_1 si aumenta la Vc, ma quando la Vc è raggiunta di nuovo, ed il diac commuta, la Vo è bruscamente ridotta. Tale azione incrementa il valore della Vc nel seguente semiperiodo, ed in tal modo si ha il trigger che avviene ad un angolo in fase più arretrato. Di conseguenza, la corrente sul carico "salta" rapidamente da zero ad un certo valore intermedio, e da questo punto può essere controllata sull'intera gamma da α_1 ad α_2.

L'effetto della brusca variazione può essere eliminato impiegando un interruttore asimmetrico al silicio bilaterale del tipo ST4 (ASBS): figura 9.22. Si è visto che la brusca variazione del controllo in fase a diac-triac di figura 9.20 deriva dal fatto che il condensatore riceveva la carica da una tensione doppia della Vs per ciascun semiperiodo, ma quando il diac riceve il trigger l'offset porta il condensatore a raggiungere la Vs prima, nel ciclo. Lo ASBS è stato proprio progettato per impiegare il fenomeno come vantaggio, invece che come svantaggio. La figura 9.23 mostra come ciò possa essere ottenuto (si deve rammentare che la tensione di breakover dello ASBS è di circa 8V in una direzione e doppia nell'altra direzione). Si può vedere che

se la R_1 di figura 9.22 è regolata in modo tale da far avvenire il trigger nel punto A, il condensatore resta sostanzialmente scarico alla tensione zero che attraversa il punto A. Se lo ASBS fosse simmetrico, commuterebbe prima nel successivo semiperiodo (punto C). Siccome però la tensione d'innesco in questa direzione è doppia, rispetto al punto A, il condensatore continua a caricarsi sino al punto B. A questo punto lo ASBS innesca e porta la metà della carica del condensatore al gate del triac. Il condensatore è ora alla stessa tensione che aveva prima che lo ASBS innescasse. Il risultato è che la brusca variazione è ridotta ad un valore trascurabile senza dover aggiungere altre parti. Poichè i circuiti ASBS presentano talune asimmetrie nelle forme d'onda, l'impiego di tale elemento non è consigliabile per quei sistemi che devono pilotare dei carichi che non tollerano una certa componente CC, come ad esempio i tubi fluorescenti, i primari dei trasformatori e simili.

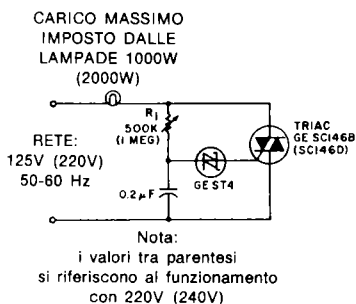



Figura 9.22: Circuito di controllo in fase ad onda intera impiegante un ASBS ed un TRIAC per una regolazione progressiva e lineare.

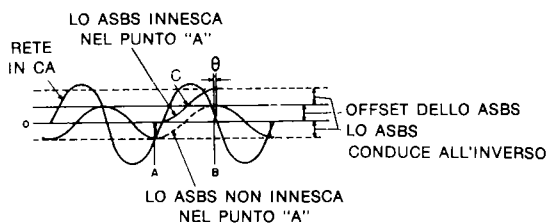



Figura 9.23: Forme d'onda relative allo ST4 nei punti di commutazione.

La figura 9.24 mostra un altro circuito che evita delle brusche variazioni di trigger. Quest'altro circuito impiega un secondo condensatore, C_2, che serve per ricaricare il C_1 dopo il trigger, facendo salire il valore V_o all'incirca a quello della V_s. Il massimo, o più remoto angolo di trigger, α_2, in questo circuito non è limitato al punto nel quale l'alimentazione è eguale alla V_s, perchè il secondo condensatore permette uno sfasamento più grande di 90° per la V_{C1}. Se, tuttavia, il diac deve commutare dopo il punto dell'alimentazione situato a 180°C, può dare il trigger facilmente all'inizio del successivo semiperiodo. Siccome normalmente questa condizione di lavoro va evitata, la resistenza di accoppiamento R_3 deve essere regolabile per permettere la compensazione di parti dall'ampia tolleranza. Se lo si desidera, la R_3 può essere aggiustata in modo da ottenere un minimo livello di potenza nel carico con la regolazione massima della R_1.

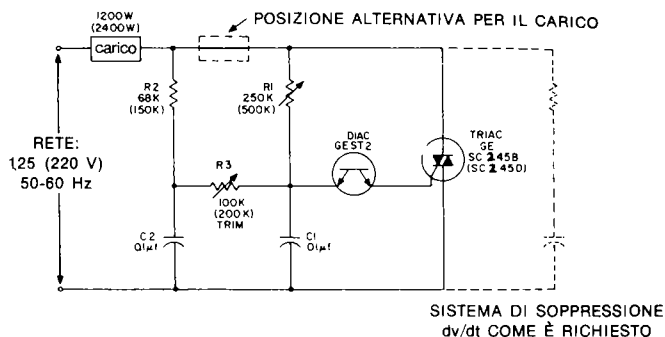



Figura 9.24: Controllo in fase ad onda intera munito di una gamma di regolazione estesa.

9.5 - Circuito di trigger per il controllo in fase, dal "guadagno" più elevato

In tutti i circuiti visti in precedenza, l'angolo di fase per il trigger è regolato da una resistenza. Per ottenere il controllo di un carico in un'intera gamma, dalla potenza minima alla massima, se s'impiega il semplice circuito RC, si deve operare una variazione molto ampia del valore di R, ed in tal modo si ha un "guadagno" del controllo basso. Per regolazioni manuali anche il sistema detto può essere sufficiente. Al contrario, nei complessi che devono eseguire una funzione in seguito ad un segnale, il semplice controllo RC è generalmente poco adatto, sebbene sia possibile aggiungere un fotoconduttore o un termistore per effettuare il controllo in un'ampia gamma di densità luminose o di temperature.

9.5.1 - IL CONTROLLO MANUALE

La figura 9.25 mostra un circuito convenzionale a triac controllato manualmente, che impiega un transistor unigiunzione. Un diodo zener mantiene la tensione di controllo del circuito ad un livello fisso, come è mostrato nella figura 9.26. Siccome il punto di picco (o di trigger) della tensione, e_P, dell'emettitore del transistor unigiunzione è una frazione fissa della tensione interbase, V_{BB}, com'è indicato dalla curva tratteggiata, il condensatore si carica nella curva esponenziale verso V_{BB} sino a che la sua tensione raggiunge il valore di e_P. Assumendo, per convenienza, che la e_P corrisponda a 0,63 V_{BB}, il trigger avviene con una determinata costante di tempo. Di conseguenza, per coprire la gamma che va da 0,3 a 8 millisecondi, il prodotto di R_2C deve mutare analogamente. Siccome C è fisso, la R_2 deve essere variata in una gamma di 27:1. Non solo questa è una gamma molto ampia, ma la caratteristica di trasferimento da R_2 alla tensione media sul carico, V_L, è piuttosto nonlineare, come

si vede nella figura 9.27. Queste caratteristiche, tuttavia, possono essere ancora soddisfacenti per il controllo manuale.

Sostituendo il controllo manuale resistivo con un transistore PNP, come si vede nella figura 9.28(a), ed applicando un segnale CC tra la base e l'emettitore di quest'ultimo, si ha un guadagno in corrente più elevato, ma la gamma di variazione della corrente di base deve rimanere nell'ordine di 27:1. La caratteristica di trasferimento, figura 9.28(b), rimane generalmente nonlineare.

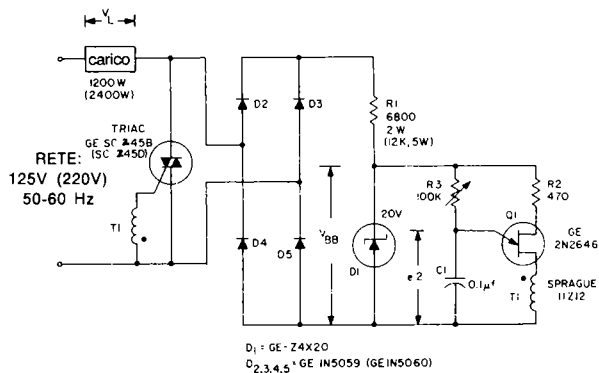



Figura 9.25 Circuito convenzionale di controllo in fase.

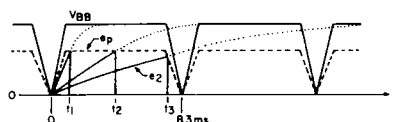



Figura 9.26: Forme d'onda del circuito unigiunzione.

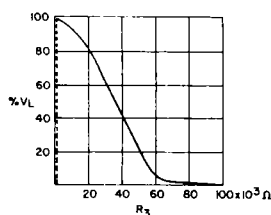



Figura 9.27: Caratteristica di trasferimento del circuito convenzionale (figura 9.25).

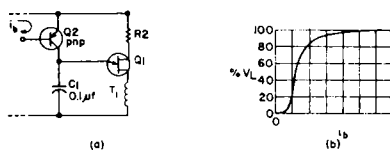



Figura 9.28: Rampa controllata tramite un transistor collegato in serie.

Il guadagno nel controllo può essere reso molto elevato con l'impiego di un potenziometro dalla bassa resistenza collegato come si vede nella figura 9.29(a). Siccome la carica esponenziale del C è molto rapida, e limitata dalla divisione in tensione effettuata dal potenziometro, anche in questo caso la caratteristica di trasferimento non è lineare, come si vede nella figura 9.29(b). Se il circuito limitatore zener ha una impedenza di zener notevole, la tensione limitata non può essere piatta, ma presenterà un picco a 90 gradi. Questa curvatura, può produrre un brusco "salto", o "snap" nella caratteristica di trasferimento, come è indicato dalla linea tratteggiata della figura 9.29(b).

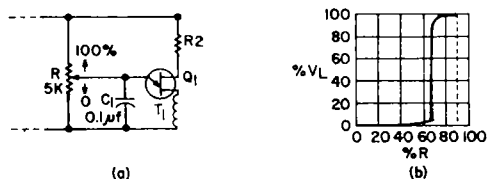



Figura 9.29: Piedistallo controllato tramite il valore resistivo.

Con l'impiego di un transistor NPN, come si vede nella figura 9.30(a) si può ottenere un guadagno in corrente elevato, ma la nonlinearità ed i possibili "snap" rimangono presenti, come si vede nella figura 9.30(b).

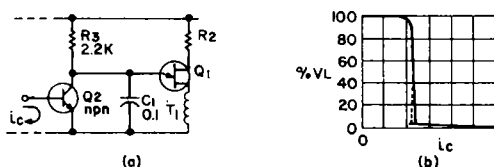



Figura 9.30: Piedistallo controllato mediante un transistor SHUNT.

9.5.2 - CONTROLLO A RAMPA E PIEDISTALLO

Se i circuiti di figura 9.25 e 9.29(a) sono combinati con l'accoppiamento a diodo, come nella figura 9.31(a), la funzione di rampa esponenziale può essere fatta iniziare da un piedistallo di tensione più elevato, stabilito da un potenziometro. Quando la R_2 è calcolata per una costante di tempo di 8 millisecondi, si ottiene la curva caratteristica di trasferimento 1, figura 9.31(b). È possibile ottenere un guadagno di controllo più elevato (curva 2), portando la costante di tempo di R_2C_1 a circa 25 millisecondi. La forma d'onda osservata sul C_1, in tal modo è una rampa quasi lineare impostata su di un piedistallo dall'altezza variabile, come si vede nella figura 9.31(c). Piccole mutazioni nell'ampiezza del piedistallo producono ampie variazioni nell'angolo di fase

del trigger. La relazione lineare tra l'altezza e l'angolo di fase, ha come risultato, tuttavia una funzione di trasferimento nonlineare a causa della forma d'onda d'alimentazione, che è sinusoidale.

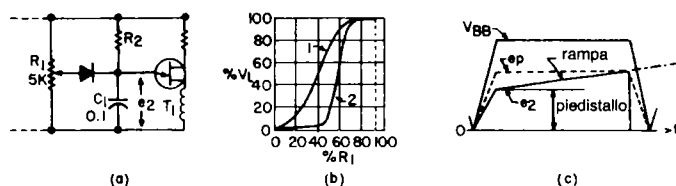



Figura 9.31: Piedistallo controllato tramite il valore resistenziale e co., rampa lineare.

Sia l'elevato guadagno, che la linearità, sono ottenuti caricando il C_1 tramite una forma d'onda sinusoidale come si vede nella figura 9.32(a). In tal modo si aggiunge una forma d'onda a coseno alla rampa lineare per compensare la forma d'onda sinusoidale d'alimentazione. Il risultato è la caratteristica lineare di trasferimento che si vede nella figura 9.32(b). Il guadagno del sistema può essere regolato in una gamma piuttosto estesa variando la grandezza della resistenza di carica R_2, come è indicato nella figura 9.32(c). Scegliendo l'ampiezza della rampa del valore di 1V, per esempio, ed assumendo che il diodo zener sia da 20V, con una mutazione della regolazione del potenziometro di solo il cinque per cento, si avrà una variazione piena e lineare all'uscita, sull'intera gamma.

I valori mostrati nella figura 9.32(a) sono tipici per circuiti che funzionano a 50 e 60 Hz. La resistenza del potenziometro deve essere abbastanza limitata perchè la carica del C_1 avvenga rapidamente, e poter ottenere il trigger precocemente nel periodo. La caratteristica logaritmica dei diodi limita il controllo del guadagno che può essere ottenuto con una caratteristica di trasferimento ragionevolmente lineare. Ad un'ampiezza di 1V per la rampa, la linearità del diodo non è pronunciata, ma con una rampa da 0,1V, il condensatore è principalmente caricato dalla corrente del diodo, ed in tal modo si cancella la modifica della rampa ottenuta tramite il coseno di cui abbiamo detto in precedenza. Il brusco ginocchio di un diodo zener può essere impiegato per ottenere dei livelli di guadagno più ampi, ma in tal caso si devono però applicare al potenziometro delle tensioni più elevate. Un terzo fattore limitativo è il punto di picco della corrente del transistor unigiunzione. Tale corrente deve essere interamente fornita dalla R_2, e non deve essere più elevata di un decimo della corrente di carica del C_1, alla fine del semiperiodo, per non incorrere nella distorsione della forma d'onda. Il transistore UJT 2N2647 impiegato nell'esempio ha una intensità massima di picco di due microampére. Nei casi nei quali occorra una corrente di picco ancor minore, la General Electric consiglia l'impiego del D13T2 (2N6028). Questo PUT (transistore unigiunzione programmabile) ha un punto di picco per la corrente bassissimo: 150 nanoampére. La quarta limitazione è l'impedenza di zener del diodo D_1.

Tale impedenza deve essere molto bassa per mantenere la tensione al punto di picco (livello di trigger) costante nel semiperiodo. Se la tensione varia di 0,1V la tensione di rampa può essere nell'ordine di 1V. La temperatura, che influisce sul transistor unigiunzione e sugli altri componenti, deve essere tenuta in buona considerazione quando si cerca di lavorare a tensioni di rampa molto piccole.

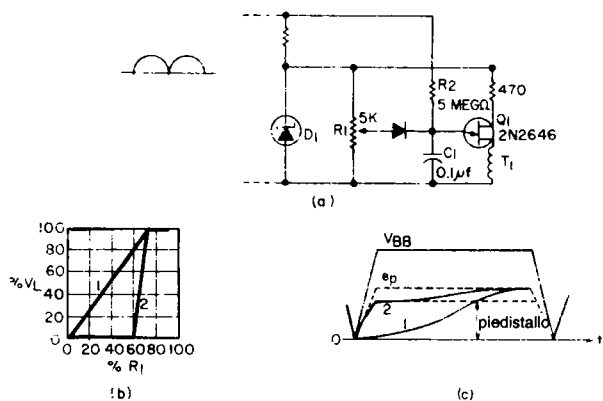



Figura 9.32: Piedistallo controllato mediante il valore resistivo con la rampa modificata a COSENO.

Nella figura 9.33(a), il controllo manuale è sostituito con un circuito a ponte utile per controlli a controreazione. Il diodo zener D_2 ha una tensione leggermente più bassa del D_1 per mantenere il tratto superiore della tensione regolata il più piano possibile. Le resistenze R_1 ed R_2 formano il divisore di tensione che determina l'altezza del piedistallo. Una variazione in qualunque di queste resistenze può quindi essere impiegata per le funzioni di controllo, anche se in genere si preferisce far variare la R_2. Le figure 9.33(b) e (c) mostrano l'impiego di un termistore per la regolazione in base alla temperatura, e di una fotoresistenza per il controllo in base alla luce, sia per sistemi ad anello aperto che ad anello chiuso.

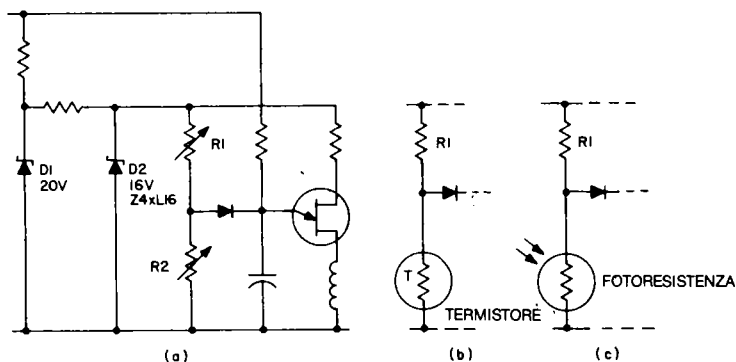



Figura 9.33: Controllo del piedistallo tramite trasduttore resistivo.

Per ottenere un'impedenza d'ingresso più elevata, è possibile impiegare un transistor NPN quale "emitter follower", come si vede nella figura 9.34(a). Se il transistore ha un guadagno di 100, i valori di R_1 ed R_2 possono essere aumentati da 3000 Ohm a 300.000 Ohm, cosicchè si riduce grandemente la dissipazione del sensore. Ciò è di particolare importanza quando R_1 oppure R_2 sono rappresentate da un termistor. La resistenza R_3 deve essere inserita nel circuito di collettore del transistor per limitare la corrente di carica per il condensatore che fa parte del circuito UJT, e quindi per prevenire il trigger prematuro del medesimo.

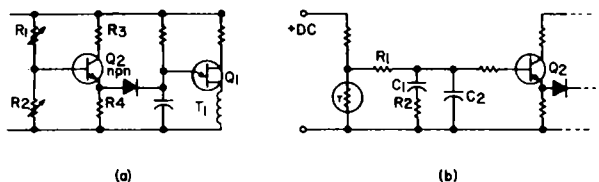



Figura 9.34: Circuiti transistorizzati ad "EMITTER FOLLOWER" per il controllo di ingressi in CC e CA.

In molti sistemi di controllo reazionati, un guadagno elevato ed uno slittamento ampio in fase spesso producono delle instabilità, che possono andare da un eccessivo "overshoot" a forti oscillazioni parassitarie o a fenomeni di "inseguimento". Il transistor consente d'impiegare un sistema sensibile funzionante in CC seguito da una sorta di "filtro" (R_1, C_1, R_2, C_2) per dare il giusto livello di smorzamento. Siccome la rampa modificata a coseno dà luogo ad un responso lineare ed uniforme, il guadagno è costante e lo smorzamento giusto e più facile da ottenere, rispetto al caso di una rampa lineare con il guadagno che varia con l'angolo di fase. Il guadagno del sistema è controllato dalla resistenza che dà la carica per la rampa (R_2, nella figura 9.32), che può essere rappresentata da una seconda variabile, tramite l'impiego di un termistore o di una fotoresistenza. Per evitare un eccessivo carico sul circuito sensore CC, si deve porre una resistenza in serie con la base del transistor. I limiti superiori ed inferiori, possono essere stabiliti impiegando dei diodi di delimitazione.

La possibilità di lavorare con un segnale CC, permette la realizzazione di un circuito dall'avvio e dallo stop senza brusche variazioni, come quello che si vede nella figura 9.35(a). Questo circuito prevede dei rapporti di avvìo e stop regolabili individualmente, manifesta una buona linearità, una giusta limitazione del livello superiore ed inferiore. Per un tipico UJT, il punto di picco a 2/3 della tensione interbase, può essere stabilito con un'ampiezza per la rampa aggiustata ad 1/3 della tensione interbase, ed il piedistallo può essere limitato ad 1/3 o a 2/3 di questa tensione. Le relative curve caratteristiche di funzionamento sono mostrate nelle figure 9.35(b) e (c), con l'interruttore posto su "ON" nel t_1 e su "OFF" nel t_3.

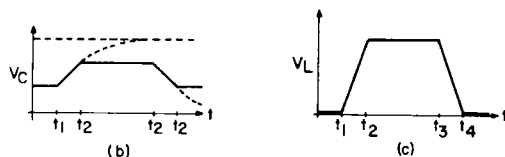
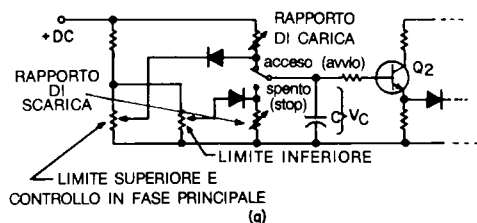



Figura 9.35: Controllo di avvio e stop graduale.

La figura 9.36, mostra un circuito di telecomando che è controllato da un segnale, che può essere l'audio proveniente da un registratore o da un contagiri elettronico, o da un segnale RF modulato o privo di modulazione. La tensione di offset caratteristica di tutti i sistemi ad alto guadagno dà una notevole immunità al rumore ed effettivamente diminuisce la banda passante del circuito accordato d'ingresso. Se non si desidera l'offset, ma si vuole ottenere ugualmente l'elevato guadagno, l'ingresso può essere polarizzato tramite le resistenze, che si vedono in tratteggio, R_4 ed R_5, in modo da situare una tensione appena più piccola di quella offset. L'impiego di un normale rivelatore a rapporto, consente di ottenere il controllo direttamente da un segnale FM.

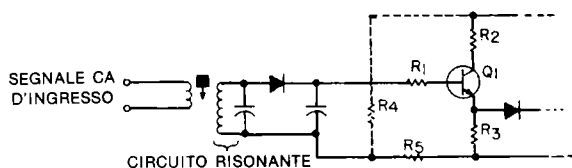



Figura 9.36: Circuito di controllo selettivo in frequenza pilotato da segnali CA.

La figura 9.37 mostra delle altre connessioni alternative per il transistor, che consentono di ottenere una grande varietà di prestazioni. Il circuito emitter-follower semplificato, che serve per il funzionamento a basso guadagno, appare nella figura 9.37(a). Agli elevati valori di guadagno del controllo (bassa tensione di rampa) la corrente richiesta di emettitore è molto limitata, ed il calo nel beta che si verifica a

queste basse correnti provoca una nonlinearità eccessiva. Le normali connessioni ad emettitore comune per transistori NPN e PNP che si osservano nelle figure 9.37(b) e (c), danno luogo ad una impedenza d'ingresso inferiore e ad un guadagno in tensione elevato, ma richiedono una compensazione in temperatura, specie nelle applicazioni dove il guadagno è più elevato. In più, il circuito NPN della figura 9.37(b) dà un'inversione di fase che può essere utile, ma anche nociva. Anche l'emitter-follower della figura 9.37(d) che impiega un transistore PNP, inverte. La scelta di emitter-follower muniti di un transistore NPN è resa più allettante dalla disponibilità di un transistore come il 2N2923 al silicio, che offre eccellenti prestazioni con un costo molto limitato; particolarmente se le variazioni di temperatura hanno un modesto effetto sul comportamento del circuito.

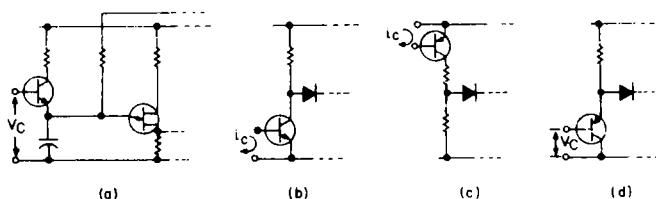



Figura 9.37: Circuiti alternativi di controllo per il piedistallo transistorizzati.

Una configurazione alternativa di circuito "soft-start", è mostrata nella figura 9.38. Questa, impiega il diodo limitatore D_1 per il controllo dell'altezza del piedistallo con una rampa lineare. Il condensatore C_1 può essere di varie centinaia di µF, occorrendo, ed è caricato lentamente dalla R_2. La R_1 fa proseguire la carica al di là del raggiungimento del valore di tensione di picco per eliminare completamente l'effetto del C_1 e per costituire, all'inverso, un percorso di scarica quando si toglie l'alimentazione. A proposito di alimentazione, quella da assegnare al circuito indicato deve essere ottenuta dalla rete invece che dalla tensione che appare ai capi del triac, al fine di caricare completamente il C_1.

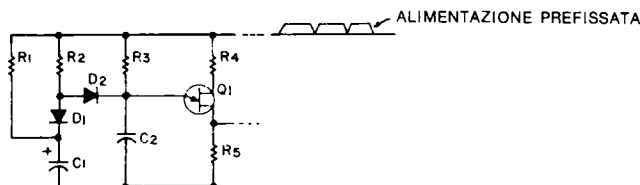



Figura 9.38: Circuito di controllo di avvio graduale alternativo.

9.5.3 - CIRCUITO DI COMPENSAZIONE DELLE VARIAZIONI DI RETE AD AMPIA GAMMA D'INTERVENTO

La figura 9.39 riporta un circuito che compensa le variazioni nella tensione di rete. Gli elementi che pilotano il funzionamento sono R_2 e C_1 che aggiungono alla tensione dello zener una tensione CC proporzionale a quella di alimentazione. Il valore complessivo è impiegato per la polarizzazione interbase dello UJT. Siccome l'altezza del piedistallo è fissata dal diodo zener, una eventuale riduzione nel valore di rete riduce la tensione interbase ed il punto di picco dell'UJT, sicchè il trigger avviene prima, nella rampa. Il valore di R_2 dipende dall'ampiezza della rampa, quindi anche da R_5. Il funzionamento a compensazione non interferisce con l'altezza del piedistallo o con altre funzioni di controllo. Questo sistema, si è dimostrato in grado di mantenere costante il valore di tensione d'uscita RMS, per variazioni delle tensioni d'ingresso dal 5% al 50%. La funzione di controllo termina quando la tensione d'ingresso torna al livello desiderato d'uscita.

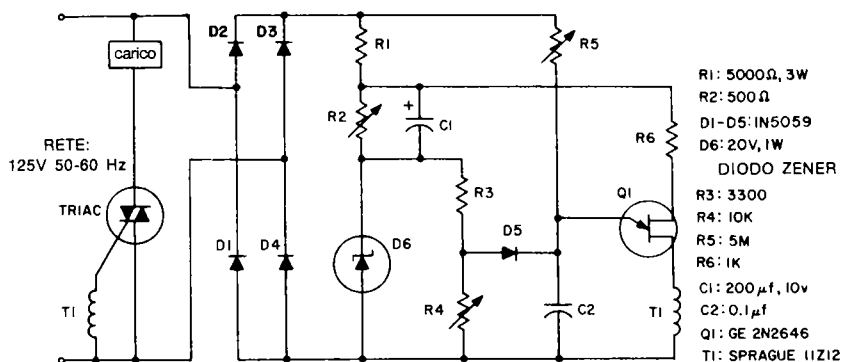



Figura 9.39: Circuito di compensazione della rete munito di gamma allargata.

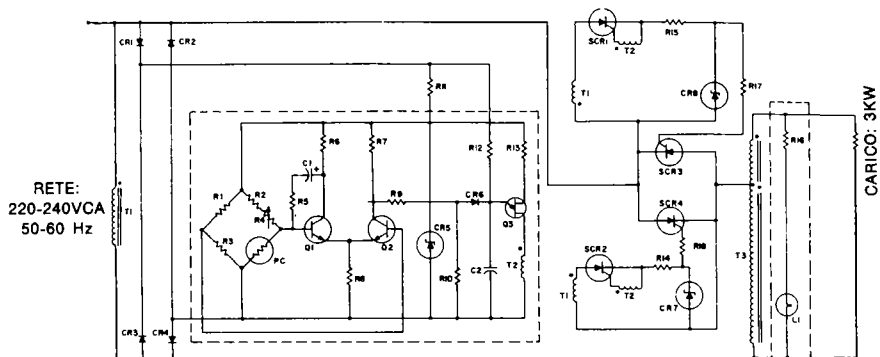
Il controllo reazionato in corrente può essere ottenuto con l'impiego di una tensione applicata ad una resistenza di shunt, ma in questo caso serve un sistema rettificatore ed un filtro quando si deve effettuare il controllo in CA, visto che nessuna corrente può circolare prima del trigger. In più, si deve impiegare una lampada come shunt con una fotoresistenza che avverta la densità luminosa irradiata dalla lampada. Il tempo di risposta dato dalla lampada più la fotoresistenza è in genere abbastanza

prolungato per provvedere al filtraggio; il controllo si effettua sul *quadrato* della corrente, quindi mantiene costante il valore RMS più che il valc.e medio. Anche una combinazione a resistenza e termistore provvede al controllo RMS. Se è necessario mantenere allo stesso livello la tensione d'uscita evitando le cadute che derivano da tutte le perdite, è possibile impiegare qualche tipo di trasformatore di corrente. Se le perdite nel sistema di shunt risultano dannose, è possibile impiegare un elemento sensibile al flusso magnetico, come un trasduttore resistivo o elemento di Hall. In questi sensori del flusso magnetico, l'uscita è funzione della corrente media.

Circuiti come quelli commentati, hanno una grande varietà d'impostazione, e sono tipici della specie che si basa sul concetto della rampa-e-piedistallo per il trasferimento di tensioni, correnti o livelli d'impedenza in angolo di fase per il trigger degli SCR. Il guadagno regolabile, la buona linearità, la possibilità di scegliere tra un'impedenza d'ingresso bassa o elevata e la possibilità di poter ottenere il funzionamento da una sorgente CC d'ingresso, rappresentano delle caratteristiche allettanti per impiegare il sistema di reazione nei controlli ad anello aperto o in apparecchiature dalle funzioni speciali.

9.5.4 - REGOLATORE DI TENSIONE CONTROLLATO IN FASE DA 3 KW

Il circuito di figura 9.40 è riportato in questo manuale perchè è un buon esempio del metodo di regolare il valore RMS di una tensione di controllo in fase non filtrata su di un carico resistivo.

Se la tensione presente sul carico è retrocessa direttamente al circuito di controllo, e comparata con quella di riferimento, vi sarà un errore per difetto quando lo SCR è "off" e per eccesso quando lo SCR è "on". Visto che la situazione è instabile, il sistema ipotetico non regolerebbe. Per ottenere la regolazione (media oppure RMS), si deve avere un segnale di reazione stabile, e cosi anche un riferimento altrettanto stabile. Nel circuito di figura 9.40, tale condizione è ottenuta impiegando L_1 ed R_{16}, mostrate nel rettangolo a tratteggio che si scorge sulla destra, in basso. Poichè la luce emessa da una lampada è ben stabile nel controllo in fase, la luce generata dalla tensione del carico è proporzionale ad essa e può essere impiegata come "segnale" di reazione che è proporzionale alla tensione RMS del carico. In questo esempio, la luce è accoppiata alla fotoresistenza P.C. (il dispositivo PL5B1 è un sistema integrale che comprende una lampada ed una fotoresistenza, ovvero è un accoppiatore ottico, progettato per questo impiego o altri similari). Una variazione nella tensione d'uscita provoca una differenza nella luminosità, quindi una variazione nella resistenza dell'elemento sensibile. La variazione, sbilancia il ponte resistivo. Lo sbilanciamento del ponte varia il piedistallo della rampa ed il piedistallo del controllo in fase tramite l'amplificatore differenziale costituito da Q_1 e Q_2.

DIODI DA CR1 A CR4: GEA14D
CR5: ZENER DA 22V
CR6: GE A14F
CR7-CR8: ZENER DA 5V
C1: 10 μF 25V
C2: 0,22 μF 50V
Q1-Q2: GE2N2925

Q3: GE2N2646
SCR1, SCR2: GEC6U oppure C106Y
SCR3, SCR4: GEC135E oppure C35E
T1: Primario 220V
Secondario 12V-100 mA
T2: Trasformatore per impulsi munito di rapporto 1:1:1
ALADDIN 90-2398 o equiv.

T3: Rapporto spire: 1:1,82
4KVA
R1: 22 KΩ

R2: 2,2 KΩ
R3: 18 KΩ
R4: Trimmer multigiri da
10 KΩ
R5: 10 KΩ
R6: 2,2 KΩ
R7: 2,2 KΩ
R8: 2,2 KΩ

R9: 56 KΩ
R10: 47 KΩ
R11: 8.2 KΩ, 10 WATT
R12: 1.5 MEG Ω
R13: 1 KΩ
R14, R15: 22 Ω 2 W
R16: 9 K ± 5%, 14 WATTS
R17: 33 Ω, 2 W
R18: 33 Ω, 2 W

L1: Lampada incandescente del sistema GE PL5B1 (accoppiatore ottico completamente schermato)
PC: Fotoresistenza al solfuro di cadmio GE PL5B1 (facente parte dello stesso accoppiatore ottico).
Tutte le resistenze sono al 10% di tolleranza e da 1/2W, se non vi sono indicazioni contrarie.

Figura 9.40: Regolatore di tensione da 3KW controllato in fase.

Il sistema ha altre caratteristiche interessanti che vanno menzionate. Per esempio, inserendo una bassa resistenza in serie al carico, ed in parallelo con la lampada che fa parte del circuito di controreazione, L_1, come si vede nella figura 9.41, si realizza un regolatore di corrente. In questo circuito, la corrente che circola nel carico è mantenuta costante.

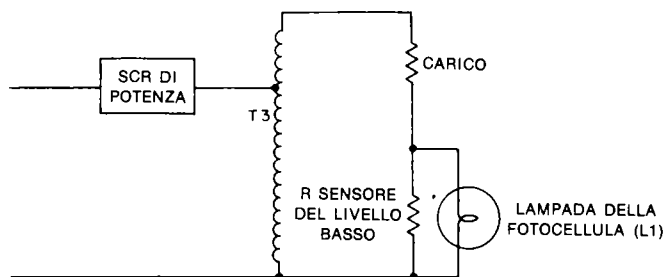



Figura 9.41: Variazioni al circuito per la regolazione in corrente (con riferimento alla figura 9.40).

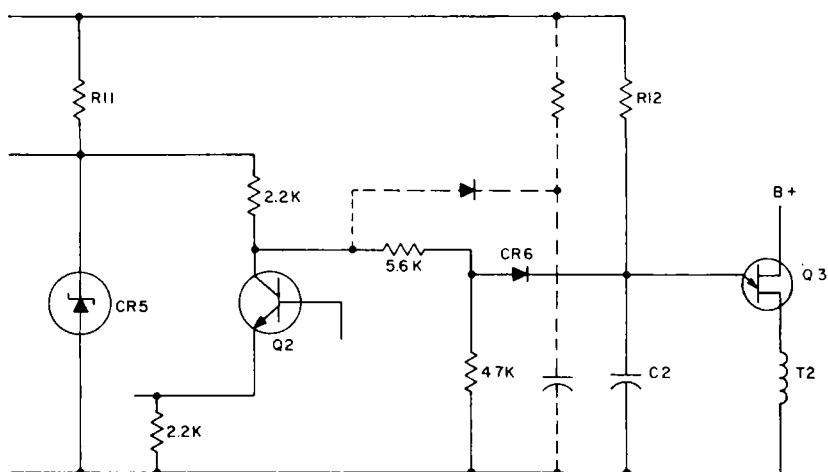



Figura 9.42: Circuiteria di inizio del lavoro graduale per lo schema di figura 9.40.

Una caratteristica addizionale, è che il carico da 3 KW può essere costituito da una lampada. In tal caso, la fotoresistenza può controllare la luminosità irradiata ed il sistema può regolare l'intensità luminosa perchè rimanga sempre allo stesso livello. Se questo è l'impiego, il circuito che evita forti sbalzi, di figura 9.41, può rivelarsi necessario.

Sono da notare anche C_1 ed R_5 della figura 9.40; queste parti realizzano un sistema di "filtraggio" necessario per la stabilizzazione.

La tavola 9.43 (in calce) mostra la regolazione ottenuta dal sistema con un carico resistivo di 3 KW per un valore effettivo di 300V sul carico RMS, ed una tensione nominale di rete all'ingresso che vale 220V RMS a 50 oppure 60 Hz.

Tensione di rete all'ingresso	**Tensione reale RMS sul carico**	**Variazioni di tensione sul carico**	**Tempo di risposta**
220V RMS (nom)	300 (nom)	----	Inferiore a 100 msec. per ciascun "passo" di variazione all'ingresso.
190V RMS	All'incirca 299,0	< (0,33%)	
250V RMS	All'incirca 299,0	< (0,33%)	

Figura 9.43: Tavola delle caratteristiche di regolazione del circuito di figura 9.40.

9.5.5 - SISTEMA DI CONTROLLO AD ALTA PRECISIONE E BASSO COSTO PER SISTEMI LUMINOSI, DA 860W, MUNITO DI UNA GAMMA DI LAVORO RISTRETTA

Il circuito che si vede nella figura 9.44 é progettato per regolare un carico costituito da una coppia di lampade da 860W complessivi e prevede il controllo dalla metà della potenza alla potenza piena. Ciò si ottiene con il sistema di controllo a semionda e con l'aggiunta dell'altra semionda. La metà della potenza applicata ad una lampada incandescente ha come risultato il 30% dell'intensità luminosa emessa. Di conseguenza, in termini di luminosità, il controllo va dal 30% al 100% del massimo.

Il funzionamento dell'anello é molto semplice: le parti più importanti sono le lampade di carico L_1 ed L_2, il sistema che rivela la differenza-errore, la fotoresistenza PC, ed il controllo di riferimento R_5.

Il metodo per realizzare il controllo a semionda con l'aggiunta dell'altra semionda, come si vede, si basa sull'impiego del D_1 e del Q_1 collegati in antiparallelo, ed in serie al carico. Si nota che il Q_1 innesca durante i semiperiodi positivi, con la temporizzazione stabilita dagli elementi di controreazione, che sono compresi nel blocco tratteggiato. Di conseguenza, il semiperiodo positivo é controllabile. La funzione del blocco incluso nel tratteggio é identico al sistema di controllo a rampa e piedistallo visto nella figura 9.31. Si noti ora che il D_1 conduce durante l'intero semiperiodo negativo. Di conseguenza, la semionda negativa é continuamente applicata al carico. Questa configurazione produce l'applicazione al carico di un semiperiodo negativo fisso e di un semiperiodo positivo variabile. È interessante notare che quando il D_1 conduce nel semiperiodo negativo, resetta il circuito d'innesco UJT.

La stabilità nei confronti della temperatura e della tensione del blocco racchiuso nel tratteggio, è ricavata tramite lo Z_1, riferimento in tensione, e grazie alla stabilità intrinseca dell'UJT.

Questo metodo di controllo in fase, ha come risultato una forma d'onda asimmetrica, con delle componenti CC. Tale forma d'onda non sarebbe adatta per il controllo di carichi alimentati tramite trasformatore.

Il sistema regola il livello luminoso entro il ±1% per variazioni del ±10% nella rete-luce.

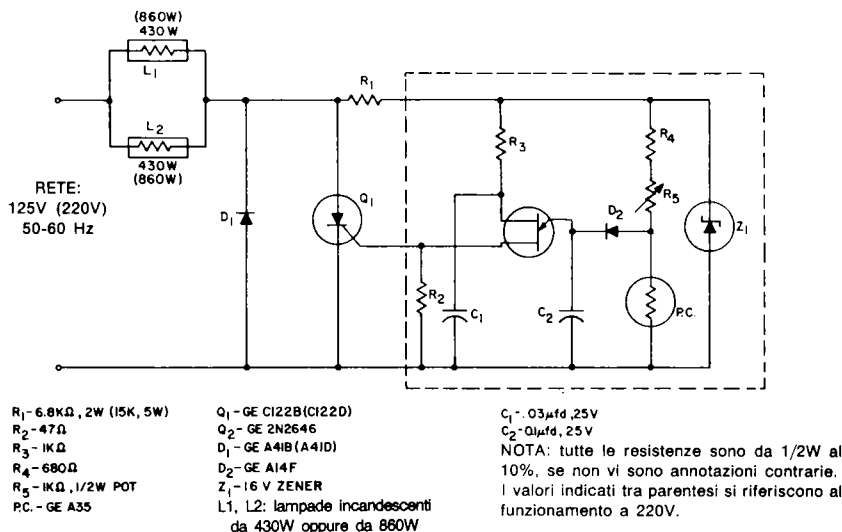



Figura 9.44: Controllo della luminosità in grado di sopportare un carico di 860W. Si tratta di un sistema economico, che offre una gamma di regolazione limitata.

9.6 - Circuito di trigger per carichi induttivi funzionanti in CA

I carichi induttivi funzionanti in CA, presentano due necessità fondamentali, in relazione al circuito di trigger per ottenere la simmetria che serve per un controllo adatto: a) la sincronizzazione deve essere ottenuta dalla rete, invece che dalla tensione dello SCR; b) il segnale di trigger deve essere continuo durante la maggior parte del periodo di conduzione. La figura 9.45 mostra un circuito di trigger progettato appositamente per soddisfare queste necessità.

Il transistor unigiunzione Q_1 è collegato alla rete tramite un rettificatore a ponte, che é costituito dai diodi CR_1/CR_4. In tal modo, il Q_1 é soggetto a trigger durante ambedue i semiperiodi della tensione CA.

Figura 9.45: Circuito di trigger per il controllo in fase di SCR che controllano un carico induttivo.

La costante di tempo del potenziometro R_2, con il condensatore C_1, determina l'angolo di ritardo α al quale il transistor unigiunzione eroga l'impulso al primario del trasformatore impulsivo T_2 durante ciascun semiperiodo. Questi impulsi sono accoppiati direttamente ai gates degli SCR_3 ed SCR_4. Qualunque di questi due SCR che abbia l'anodo positivo durante il semiperiodo specifico, é sottoposto a trigger ed eroga tensione al proprio SCR principale portandolo all'innesco a sua volta. La bassa tensione CA che alimenta gli SCR "pilota" (SCR_3 ed SCR_4) é derivata da un trasformatore per "filamenti di tubi": T_1. I diodi zener CR_5 e CR_6, in unione alle resistenze R_5 ed R_6, tosano la tensione CA dei gate per prevenire una eccessiva dissipazione negli SCR principali. I sistemi RC (R_7-C_2 ed R_8-C_3) a loro volta delimitano la dissipazione nei gate degli SCR principali, mentre erogano degli impulsi più elevati all'inizio del periodo di conduzione per accelerare la commutazione degli SCR principali.

Se é necessario l'isolamento elettrico del segnale di controllo CC dalla tensione CA, l'intero circuito di trigger unigiunzione, con il proprio ponte rettificatore e componenti associati, deve essere collegato ad un secondario aggiuntivo del trasformatore T_1 (che erogherà all'incirca 110V). Il carico dato da questo settore circuitale é inferiore a 30 mA. Ovviamente, i segnali che servono per il controllo in fase degli SCR_3 ed SCR_4 devono essere ripresi da un altro tipo di circuito, invece che da quello specifico indicato, ma é tassativo comunque pilotare SCR_1 ed SCR_2 con una sorgente ad onde quadre sincronizzata con la rete.

Nella figura 9.46, si vede una versione di controllo in fase per carichi induttivi più piccola e dal costo limitato. In quest'altro circuito, i diodi rettificatori D_1/D_4 forniscono l'alimentazione al circuito di trigger UJT e la corrente di tenuta per lo SCR. Se il trigger interviene prima che il triac vada nell'interdizione, lo SCR innesca ed assorbe corrente tramite la R_1. Allorché il triac s'interdice al passaggio per lo zero della rete, la relativa corrente del gate circola, a seconda della polarità, tramite D_5 o D_6. In tal modo il triac riceve un nuovo trigger da D_4 e D_2. In questo circuito si devono impiegare dei diodi dalla tensione elevata, e così per lo SCR, ma si ottiene il notevole vantaggio di eliminare tutti i trasformatori visti in precedenza, con il relativo ingombro, costo, peso.

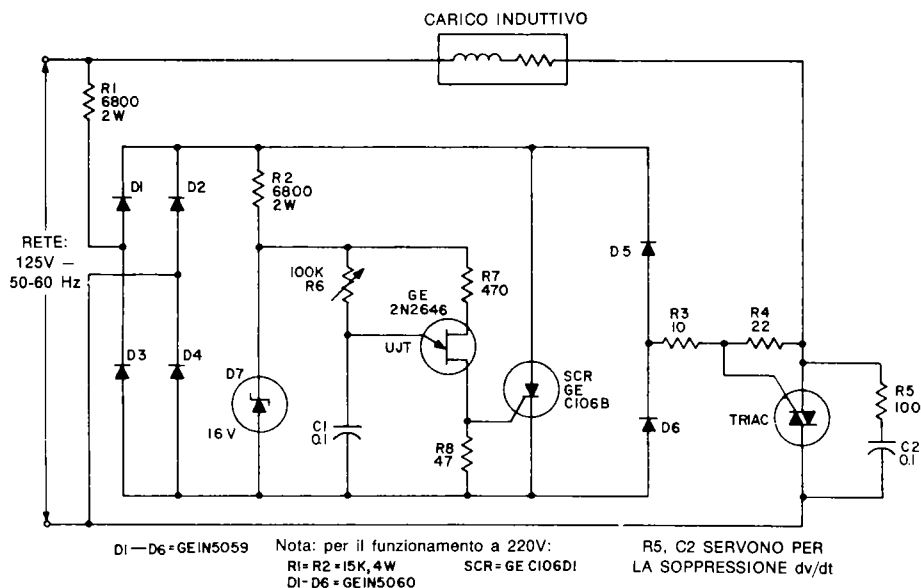



Figura 9.46: Controllo in fase ad onda intera per carichi induttivi.

Per controllare dei carichi induttivi dall'elevato fattore di potenza, ed in tutti i casi nei quali é consentita una certa asimmetrìa, il circuito diac-triac a due condensatori di figura 9.24 può essere impiegato, con il carico connesso nelle due posizioni alternative indicate. Quando la R_1 é piccola, impostando la massima potenza, la sorgente di trigger per il circuito é essenzialmente la tensione sul triac. Quando la R_1 ha un valore elevato, il circuito di trigger é per la maggior parte alimentato dalla rete, ed in tal modo si ricava una buona simmetria ed una componente CC nel carico molto limitata.

9.7 - Il controllo in fase tramite circuiti integrati

Sino a questo punto, i circuiti di trigger descritti erano piuttosto semplici e facilmente comprensibili, d'altronde, però, il numero dei componenti impiegati era piuttosto alto. Con circuiti del genere, inoltre, per ottenere elevate prestazioni, si debbono mettere in opera delle parti dalla bassa tolleranza, il che risulta dispendioso, altrimenti si possono incontrare dei problemi. Vi é un altro sistema per ottenere la semplificazione del progetto, pur mantenendo le migliori prestazioni, ed impiegare i circuiti integrati appositamente previsti per la funzione. La General Electric, per esempio, offre un circuito integrato, il PA436, che da solo costituisce un intero circuito di trigger in fase.

9.7.1 - IL CIRCUITO INTEGRATO PA436, UN SISTEMA DI TRIGGER IN FASE MONOLITICO

Vi sono sul mercato diversi IC previsti per il controllo in fase. Tutti comunque utilizzano i principi di base sui quali funziona il PA436, che pur essendo quasi obsoleto, odiernamente, è impiegato come esempio generale applicativo nelle descrizioni che seguono.

Il PA436 era ed é circuito di trigger ad alto guadagno previsto per SCR e triac. Era ed é specificamente inteso per regolare la velocità di rotazione di motori ad induzione CA, ma poteva e può essere impiegato anche per regolare dei carichi puramente resistivi, come ad esempio le lampade incandescenti. Il circuito, accetta il "segnale" proveniente da un termistore, se si deve mettere in opera il controllo di ventilatori o condizionatori, nonché quelli provenienti da tachimetri elettronici se servono sistemi di regolazione della velocità a controreazione. Il guadagno regolabile, la tensione interna stabilizzata con un sistema à zener, la temperatura della compensazione ambientale, ed una logica per l'impiego con i carichi induttivi, sono le caratteristiche salienti dell'IC menzionato.

Il PA436, converte dei segnali d'ingresso analogici in segnali impulsivi controllati in fase atti a dare il trigger ai tiristori. Il segnale, é comparato con un riferimento, ed il giusto angolo di trigger é ricavato con la tecnica della rampa e del piedistallo descritta precedentemente, in questo capitolo.

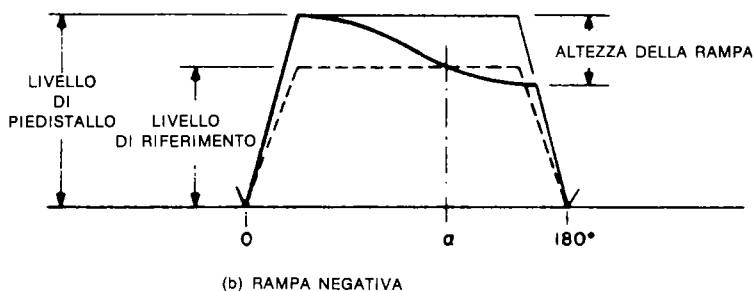
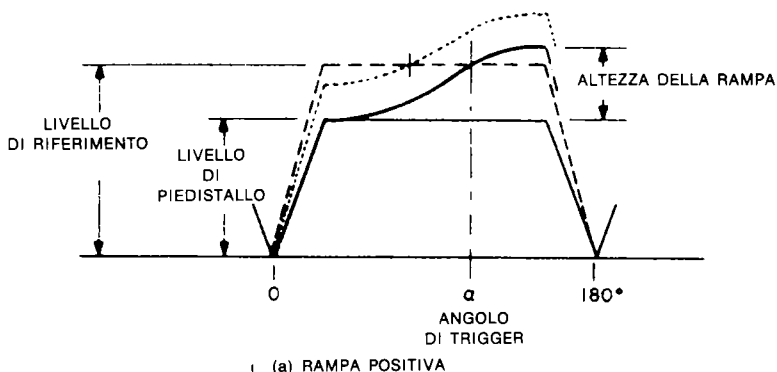



Figura 9.47: Forma d'onda della rampa e del piedistallo.

La figura 9.47(a) mostra la tipica forma d'onda a rampa e piedistallo, con la rampa che impiega il coseno positivo, utilizzata nei controlli in fase muniti di transistor unigiunzione. Il PA436 funziona con una rampa dal coseno negativo, come si vede nella figura 9.47(b), ma con un piedistallo positivo e così per il riferimento. Un segnale positivo all'ingresso, stabilisce il livello del piedistallo, e dalla rampa si ricava un impulso di trigger quando la rampa incrocia il valore di riferimento. Una *diminuzione* nel segnale produce un livello di piedistallo più basso, e di conseguenza il trigger in un punto precedente del periodo, quindi un *aumento* nella tensione di carico. Il "guadagno" di questo tipo di controllo può essere espresso in termini di mutamento nella tensione del carico per unità di variazione nel segnale all'ingresso. Per facilitare le misurazioni, impiegando un voltmetro del tipo munito di rettificatore interno, la tensione sul carico é usualmente espressa come valore medio raddrizzato ad onda intera. Una espressione alternativa per il "guadagno" impiega o la variazione assoluta o quella relativa nel segnale che serve per far slittare l'angolo di trigger da 150° a 30°, il che rappresenta una variazione di potenza, su carico resistivo, dal 3% al 97%. La va-

riazione assoluta nel livello del segnale necessaria per questa gamma di trigger é la stessa dell'ampiezza di rampa. La variazione relativa del segnale é il rapporto dell'ampiezza della rampa con il riferimento, generalmente espresso in percentuale. Siccome la gamma totale di potenze é coperta da una gamma relativamente piccola di angoli di trigger, con carichi induttivi, il fattore di potenza nel carico può mutare il guadagno verso l'alto anche di più del doppio.

I carichi induttivi, come i motori ad induzione, necessitano di una certa logica nel circuito di trigger, per ottenere una ragionevole simmetria tra le porzioni negative e positive della tensione alternata. Il PA436 incorpora questa logica per carichi induttivi, che funziona prendendo come tempo di riferimento per la rampa ed il piedistallo il passaggio per lo zero della tensione di rete, e bloccando il gate del tiristore controllato sino a che non si verifica il "passaggio per lo zero" evitando falsi trigger.

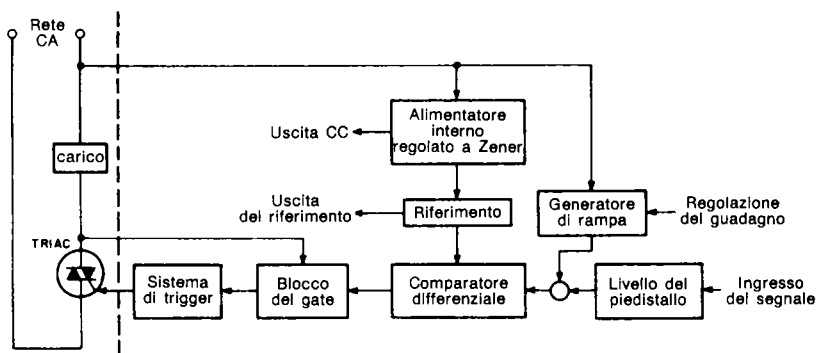



Figura 9.48: Schema a blocchi dell'IC PA436, previsto per il controllo in fase di regolatori.

La figura 9.48 mostra lo schema a blocchi del PA436, ovvero le funzioni svolte. Il segnale CC d'ingresso, stabilisce un piedistallo che é aggiunto alla rampa a coseno che é derivata dalla tensione d'alimentazione, ed é regolabile dall'esterno. La forma d'onda risultante, é comparata con il riferimento regolato tramite lo zener, in diversi stadi comparatori che producono un segnale d'uscita nel quale la rampa é inferiore al livello di riferimento. Il sistema di esclusione del gate blocca il segnale che proviene dal generatore di trigger impulsivo sino a che la corrente di linea ha attraversato lo zero e la tensione inizia a riapparire sul triac.

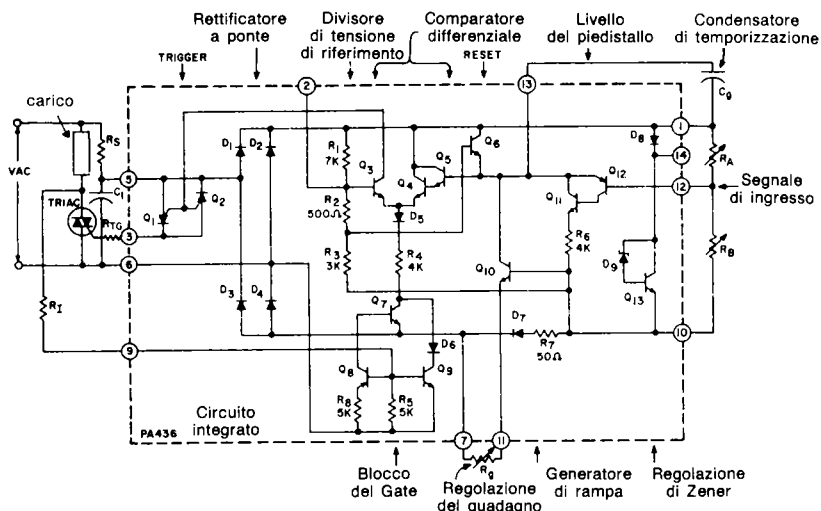



Figura 9.49: Schema elettrico dell'IC PA436, regolatore di fase.

Il circuito interno del PA436 é mostrato nella figura 9.49, assieme ad una tipica circuiteria esterna. La tensione per il funzionamento é ricavata dalla rete CA tramite la resistenza limitatrice Rs ed il ponte rettificatore, quindi é mantenuta al livello prescelto dal diodo zener D_9 tramite il transistore Q_{13} ed il diodo D_8. La tensione regolata che appare ai terminali 1 e 10 serve per il piedistallo ed il livello di riferimento. È da notare che virtualmente, tutte le correnti hanno il ritorno comune tramite la resistenza R_7 ed il diodo D_7, e che la rispettiva forma d'onda, é quella di una sinusoide rettificata ad onda intera.

Un segnale CC, come quello che giunge dal divisore esterno RA ed RB carica il condensatore esterno di temporizzazione Cg al valore di piedistallo tramite lo "emitter follower" PNP Q_{12}, seguito dal Q_{11}, con la corrente limitata dalla R_6. Il condensatore Cg continua a caricarsi tramite la corrente a semiperiodo tramite Q_{10} e la resistenza esterna di emettitore Rg, formando la rampa a coseno. Questa forma d'onda della corrente é ottenuta tramite la caduta di tensione che si verifica sulla R_7, ed é applicata alla base del Q_{10}. L'ampiezza della corrente di carica della rampa é determinata dalla resistenza esterna di controreazione di emettitore Rg, quindi, in pratica questa resistenza stabilisce l'ampiezza della rampa. Il diodo D_7 compensa la tensione base-emettitore del Q_{10}.

Il livello di riferimento é ottenuto direttamente dalla tensione d'alimentazione ridotta e mantenuta al livello giusto dal diodo zener tramite il divisore resistivo R_1, R_2 ed R_3. La tensione di riferimento é portata all'esterno tramite il piedino 2, e può essere modificata, se necessario, tramite delle resistenze esterne collegate ai terminali 1 oppure 10.

L'amplificatore differenziale Q_3, Q_4 e Q_5 compara la tensione del condensatore con quella di riferimento. La connessione in Darlington del Q_4 e del Q_5, oltre a presentare una elevata impedenza al condensatore di temporizzazione eroga una tensione extra di spostamento base-emettitore che serve per compensare la caduta di piedistallo sull'emitter follower Q_{12}. Il livello di riferimento apparente (come dire la tensione necessaria al terminale 12 per ottenere il trigger all'inizio della rampa) differisce dalla tensione presente al terminale 2 solo del piccolo valore delle tensioni di emettitore-base di Q_3, Q_4, Q_5, e Q_{12}.

La corrente nel modo comune del comparatore differenziale, tramite D_5 ed R_4, é controllata dal circuito di blocco del gate D_6, Q_7, Q_8 e Q_9. Quando la corrente del carico circola nel triac, vi é un pilotaggio insufficiente per le basi nel Q_8 e Q_9 ad abilitare la conduzione della corrente nel modo comune, quindi il comparatore risulta interdetto e non può produrre un segnale d'uscita in forma di trigger. Quando una tensione appare ai capi del triac, la corrente che circola nella resistenza esterna R_1, riabilita il circuito di blocco di gate e consente il normale funzionamento del comparatore. Il valore della R_1, determina la tensione di triac che serve per l'abilitazione del comparatore.

Gl'impulsi di trigger sono generati dall'interruttore bilaterale formato da Q_1 e Q_2, che scarica il condensatore esterno C_1 nel gate del triac. Q_1 e Q_2 sono sottoposti a trigger dalla conduzione del Q_3, nel comparatore, quando la tensione di rampa scende al di sotto del livello di riferimento, ma solo se la corrente del modo comune può circolare nel circuito di blocco del gate. Siccome gl'impulsi di trigger alternati hanno la stessa polarità della rete CA, sono ideali per fornire l'innesco direttamente ad un triac, o eventualmente a una coppia di SCR tramite un trasformatore impulsivo dal rapporto di 1:1.

Per evitare il riporto di informazioni da un semiperiodo a quello successivo, il condensatore di temporizzazione deve essere resettato ad un livello fisso non appena termina la semionda. Questa funzione di reset è ottenuta tramite il Q_6 che é polarizzato all'interdizione tramite il divisore R_1, R_2 ed R_3, sino a che la tensione d'alimentazione passa per lo zero. La tensione del condensatore in seguito eroga il pilotaggio per la base Q_6, scaricando il condensatore sino al valore di base-emettitore.

9.7.2 - LA PROGETTAZIONE CON L'IMPIEGO DEL PA436

La selezione dei componenti esterni che devono essere impiegati con il PA436, dipendono dalle caratteristiche e dai parametri dell'IC, come é detto di seguito:

Rs: Il suo valore minimo é quello di picco della rete diviso per la corrente di picco dell'alimentazione ($I_{5\text{-}6}$). Il massimo valore deve essere in gra-

do di fornire una corrente necessaria per la conduzione dello zener, includendo la corrente per i carichi esterni applicati tra i terminali 1-10 e 14.10.

C_1: Deve poter accumulare una carica sufficiente per dare il trigger al tiristore esterno. Un valore dell'ordine di 0,1 μF é sufficiente per dare il trigger a tutti i triac GE. La corrente di scarica di picco deve essere limitata al valore d'impulso I_3.

RTG: Questa resistenza dal valore di 82 Ω che limita la corrente (RTG) serve per stabilire il massimo impulso di trigger al valore di 150 mA.

R_1: Il minimo valore per questa é il valore di picco della rete diviso per il *valore* di picco della corrente di abilitazione I_9. Il massimo valore, deve essere in grado di fornire la massima corrente di abilitazione *caratteristica* durante tutta la gamma desiderata per il trigger.

Cg:, Rg: I valori relativi vanno scelti per produrre il guadagno desiderato dal picco della corrente sinusoidale della rampa, I_{13}. L'ampiezza della rampa a coseno si calcola come segue:

$$V_{rampa} = \left(\frac{2 I_{13}}{\omega C_g}\right) \left(\frac{10.000}{R_g}\right) \text{ Volt}$$

A questa ampiezza della rampa a coseno si deve aggiungere l'ampiezza lineare della rampa che è provocata dalla corrente della base del comparatore darlington, I_{13} *polarizzazione*, ove:

$$V_{rampa} = \frac{7 I_{13}}{C} \times 10^{-3} \text{ Volt}$$

La gamma normale di valori per il Cg va da 0,1 μF a 10.000 pF, mentre per la Rg va da 7,5K a 100K Ohm.

RA:, RB: La gamma di valori normale della Coppia (RA + RB) va da 10K a 200K Ohm. Valori più bassi possono caricare eccessivamente l'alimentazione. Valori troppo alti limitano la carica del Cg e provocano un picco nel fronte di salita del piedistallo che riduce il controllo del guadagno negli angoli di trigger iniziali (precoci). Il guadagno in corrente dell'emitter follower del piedistallo é responsabile per questo effetto.

CC: Sorgente del segnale di controllo in CC: quando s'impiega una sorgente di segnali che comprenda un generatore in CC, come ad esempio un tachimetro elettronico, é necessario che il valore CC sia ben filtrato e

che l'impedenza d'uscita abbia un valore compreso tra 2K e 100K Ohm. Ove serva una sorgente di tensione CC per realizzare il segnale di controllo, é necessario connettere un condensatore di filtro tra i terminali 10 e 14. Il carico su questo condensatore deve essere di 10K Ohm o più elevato per minimizzare la corrente di carica. Quando s'impiega tale condensatore di filtro, si deve aver cura di accertarsi che il trigger non possa avvenire prima che il condensatore sia caricato alla tensione di zener per ciascun semiperiodo. Ciò in genere é ottenuto tramite l'adatta scelta della corrente di abilitazione tramite R_I, e, oppure, aggiungendo una piccola capacità tra i terminali 9 e 6 per piccoli slittamenti in fase della corrente di abilitazione.

RF Filtri anti-interferenze: si veda il Capitolo 6 Vol. 2.

dv/dt Circuiti di soppressione relativi: si veda il Capitolo 5.

9.7.3 - IL PA436 NEI CIRCUITI AD ELEVATA POTENZA

Quando s'impiega il PA436 nei circuiti dalla potenza elevata, é usualmente necessario costituire un sistema di accoppiamento del gate e di amplificazione degl'impulsi per il gate. La figura 9.50 mostra cinque diversi metodi per sopperire alla necessità.

Dei sistemi che impiegano una coppia SCR-diodo, il circuito A é il più semplice. Nel circuito, lo SCR_2 é utilizzato come SCR pilota per dare una corrente di gate adeguata allo SCR_1, che é quello che serve il carico. Il condensatore C_1 eroga un forte segnale di gate e permette che il sistema sia impiegato nei circuiti che hanno una elevata corrente di carico di/dt.

I circuiti B, C e D servono per le connessioni ad antiparallelo degli SCR. Siccome il PA436 é stato progettato specificamente per dare il trigger ai triac, in questi casi si può impiegare proprio un triac per il pilotaggio degli SCR. Il circuito B, appunto, mostra tale connessione. I due diodi A14F impediscono che una tensione inversa di gate appaia agli SCR polarizzati all'inverso. Il circuito C funziona analogamente al B, salvo che nel C s'impiega anche un trasformatore, ed il triac é connesso al secondario di questo. In tale maniera il circuito triac può essere impiegato senza tener cura dell'ampiezza della tensione di linea.

I circuiti D ed E impiegano degli SCR come sistemi di accoppiamento e pilotaggio. Il circuito D usa un singolo SCR in veste di transistor a base remota per i semiperiodi negativi, allo scopo di erogare la corrente di gate dello SCR_2. Il circuito E dà dei forti impulsi d'innesco per gli SCR che controllano il carico, ma necessita di due SCR pilota e di un trasformatore impulsivo.

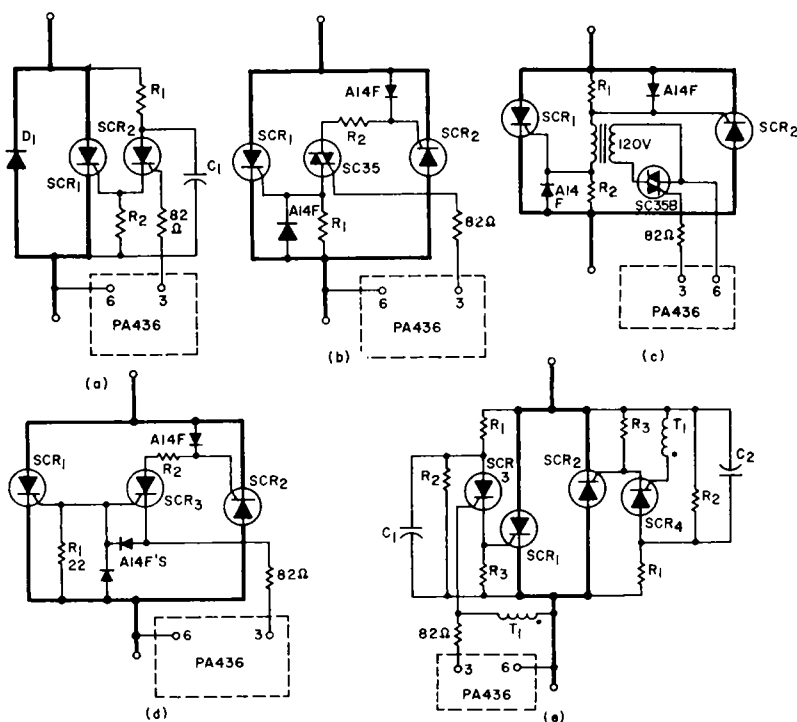



Figura 9.50: Sistemi di gating per circuiti che controllano delle elevate correnti, realizzati a partire da un PA436.

9.8 - Tipici circuiti controllati in fase per carichi CC

La figura 9.51 illustra l'impiego degli SCR in un tipico rettificatore a fase singola, con presa centrale e controllo in fase. Variando la R_7, la tensione CC sul carico può essere regolata in continuità (senza sbalzi di valore) dal massimo sino a zero e viceversa. Così come nei sistemi controllati in fase per CA, s'impiega un singolo UJT (Q_1) per sviluppare un segnale di gate che produce l'innesco dei due SCR negli opposti semiperiodi. Quello tra i due SCR che ha il positivo all'anodo mentre giunge l'impulso del gate, innesca, ed applica la tensione al carico per il resto del semiperiodo. L'angolo d'innesco può essere regolato tramite R_7. A 60 Hz, l'angolo d'innesco del circuito, può essere variato da circa 10° a 180° (situazione di spegnimento completo).

Se la tensione secondaria applicata agli anodi degli SCR é inferiore a circa 100 V RMS, é necessario controllare lo UJT con una sorgente di tensione separata. Nella fi-

gura 9.51, si vede infatti un avvolgimento addizionale che eroga 177VCA, posto sul T_1. Questo, con il ponte di diodi CR_4/CR_7, può sostituire CR_1, CR_2 ed R_1 se il secondario principale eroga una tensione limitata. Per il controllo serve quindi una tensione ad onda quadra dalla salita veloce e dall'ampiezza sufficiente. Se il carico necessita di un filtraggio, é possibile aggiungere l'induttanza L_1 ed il diodo-volano CR_8, come si vede.

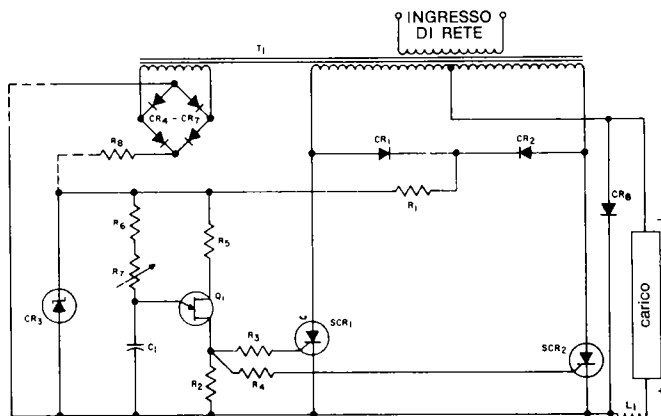



Figura 9.51: Alimentatore per carichi CC controllato in fase.

Se é necessario un sistema di controllo a controreazione, il circuito diviene assai più elaborato. Quello che si osserva nella figura 9.52, é stato concepito con l'intento di mantenere basso il numero complessivo delle parti. S'impiega il circuito integrato PA436, che funziona da controllo in fase come é stato spiegato in precedenza, e che pilota due SCR. La controreazione é ottenuta tramite il divisore di tensione RA, RB ed R_2. Quando la tensione al terminale 12 del PA436 scende al di sotto del punto prestabilito l'angolo dell'innesco in fase aumenta, dimodoché al carico giunge una maggior potenza. I componenti del circuito possono essere scelti, caso per caso, in modo da adattarsi a pressoché qualunque tensione o corrente d'uscita che si voglia ottenere.

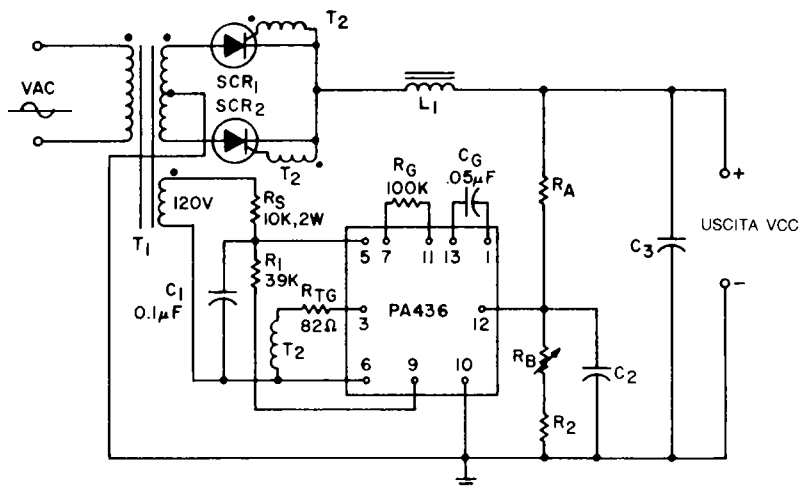



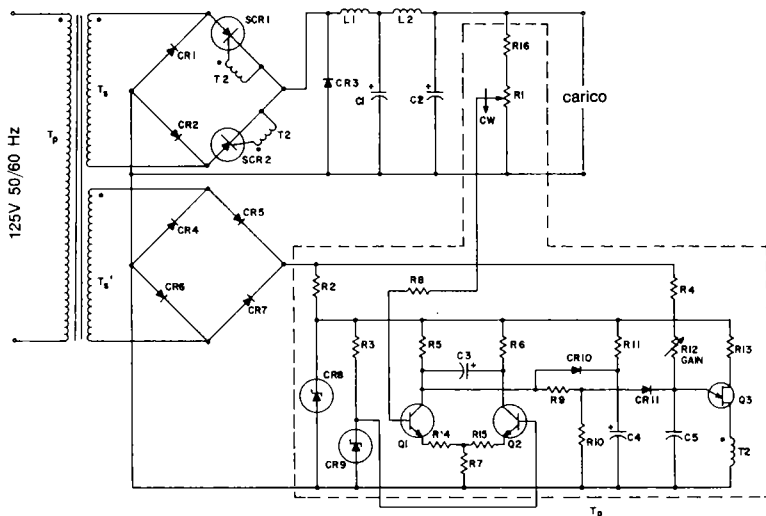
Figura 9.52: Alimentatore regolato munito di controllo IC.

9.8.1 - UN ALIMENTATORE REGOLATO IN CC DA 60V ED 1,2 KW

La figura 9.53 mostra un alimentatore stabilizzato CC che impiega una rampa a coseno modificata ed il controllo a piedistallo. Contrariamente ai circuiti visti sino ad ora, questo, per formare il principale percorso della corrente, impiega due diodi (CR_1 CR_2) e due SCR (SCR_1, SCR_2). In tal modo si evita la presa centrale per il trasformatore. Tramite il controllo in fase degli SCR é possibile mantenere all'uscita dei valori di tensione che possono andare da 7 a 21V oppure da 21 a 60V mutando adeguatamente il rapporto spire dei TS; in ciascuna gamma il circuito sopporta un carico massimo di 20A.

La funzione dell'elemento di controreazione (R_1), del riferimento (CR_9), e del rivelatore dell'errore (Q_3), tutti compresi nell'area contornata a tratteggio, é provvedere alla regolazione tramite un opportuno controllo in fase degli SCR. Il funzionamento di base del blocco circuitale compreso nel tratteggio é molto simile a quello di figura 9.33. Comparando una parte della tensione CC d'uscita, campionata dal cursore di R_1, con il riferimento stabile CR_9, si ha una tensione-differenza generata dal Q_3. Di conseguenza, ruotando R_1 in senso orario, l'uscita regolata aumenta sino a raggiungere il valore massimo. Al valore massimo, logicamente, il circuito non ha più la possibilità di effettuare alcuna regolazione. L'ampiezza minima è fissata tramite il CR_9. Se si vuole ottenere un minimo più basso, é possibile sostituire il CR_9 con uno zener dal valore più piccolo.

Il blocco tratteggiato incorpora diversi dettagli interessanti. Per esempio, la rampa modificata a coseno ed il relativo piedistallo permettono l'impiego del potenziometro

del guadagno R_{12}. Questo può essere aggiustato per la regolazione del massimo, per correggere l'eventuale overshoot, ecc. Inoltre si può notare che CR_{10}, R_{11} e C_4 costituiscono un circuito di avviamento graduale. Questa caratteristica, protegge l'alimentatore quando inizia a funzionare già sotto ad un forte carico. Inoltre, il settore circuitale compreso nel tratteggio ha una buona stabilità, che é ottenuta tramite CR_8, CR_9, l'amplificatore differenziale Q_1 e Q_2, l'unigiunzione Q_3 ed il ritorno generale per la tensione in un punto unico.

CR1, CR2 – GE A40A
CR3 – A28A
CR4, CR5, CR6, CR7 – GE1N5059
CR8 – Zener da 14V
CR9 – Zener da 5V
CR10, CR11 – GEA14F
R1 – potenziometro da 5 KΩ, 1/2W
R2 – 2,2 KΩ, 7W
R3 – 680 Ω
R4 – 470 KΩ
R5, R6, R7 – 3,3 KΩ
R8 – 10 KΩ
T = 1KVA per (Tp: Ts) = 4
2KVA per (Tp: Ts) = 2
R9 – 4,7 KΩ
R10 – 22 KΩ
R11 – 22 KΩ
R12 – Potenziometro da 1MΩ
R13 – 1KΩ
R14 – R15 – 33Ω
R16 – 10 KΩ (da impiegare per la gamma 21 – 60V unicamente – si veda il testo)
C1 – 1300 µF/200V
C2 – 23.400 µF/75V
C3 – 100 µF/30V
C4 – 100 µF/25V
C5 – 0,1 µF/10%
(Tp: Ts') = 1.100 mA in tutte le condizioni
T2 – SPRAGUE 11Z13
L1 – 1/2 mH 20 A CC
L2 – 10 mH 20 A CC
Q1, Q2 – GE 2N3391
Q3 – GE 2N2646
SCR1, SCR2 – GE C230A

Nota: Tutte le resistenze sono da 1/2W, 10% salvo specifiche contrarie.

Figura 9.53: Alimentatore regolato da 1,2KW 60V CC.

La figura 9.54 mostra le prestazioni dell'alimentatore. I tempi di responso possono essere ridotti, se necessario, ma a spesa di un incremento nel "ripple" o ronzio residuo.

Tensione CC sul carico	Ronzio a 120 Hz; mV da picco a picco	Tempo di risposta millisecondi	Percentuale di regolazione sul carico	Rapporto del T1
10	40 a 2,5A I_L 70 a 20A I_L	100 da 2,5 a 20A 100 da 20 a 2,5A	2% tra 2 e 10 A I_L 0,03% tra 10 e 20A I_L	4:1
15	60 a 2,5A I_L 360 a 15A I_L	----	----	4:1
20	40 a 2A I_L 880 a 20A I_L	200 da 2 ad 8A I_L 150 da 8 a 2A I_L. Nessuna prova per la V_L rete	1% tra 2 e 8A I_L 2% tra 8 e 20A I_L +/– 1/2% per +/– 15% di variazione nella V rete con carico 10A	4:1
25	800 a 20A	----	2% per I_L 2,5 – 10A 1% per I_L 10 – 20A	2:1
40	700 a 20A	200 da 3 a 20 A I_L	1/2% per 3 – 20 A I_L 1/2% per 3 – 8 A I_L	2:1
50	200 a 10A	----	+/– 0,4% per il +/– 15% di variazione nella V rete I_L = 10A	2:1
60	500 a 20A 280 a 12A	150 da 2,5 a 12A I_L 75 da 12 a 20A I_L	2% per I_L 2,5 – 12A 1,5% per I_L 12 – 20A	2:1

Figura 9.54: Prestazioni dell'alimentatore di figura 9.53.

9.9 - Circuiti SCR plurifase

L'impiego dei rettificatori controllati, non é limitato in alcun modo ai circuiti monofase CA. Al contrario, gli SCR possono essere utilizzati nei circuiti plurifase proprio come i rettificatori convenzionali. A parte la configurazione circuitale di utilizzo, vi sono due necessità fondamentali che devono essere soddisfatte: il trigger deve essere dato nel momento giusto, e serve un circuito esterno per lo spegnimento dei rettificatori controllati.

Nei confronti del "turn-off", l'inversione della tensione di rete che si presenta al dispositivo, porta i rettificatori controllati allo stato iniziale di blocco diretto; tale funzionamento é spesso detto "commutazione tramite la rete". Nel commutare, il rettificatore é soggetto alla tensione inversa che facilita il procedimento d'interdizione. Per questo motivo, i rettificatori CA comuni non impongono necessità speciali di spegnimento ai rettificatori controllati, come ad esempio avviene in certi tipi di "chopper" CC, nei quali la tensione diretta é riapplicata al rettificatore controllato subito dopo che é avvenuta l'interdizione. Tuttavia, in relazione all'ammontare del ritardo in fase, i rettificatori controllati ed i semplici rettificatori associati possono esser soggetti all'intera tensione di picco inverso immediatamente dopo aver condotto la piena corrente diretta. Questo tipo di servizio conduce alla produzione di transitori nella tensione di recupero. In particolare, in quei casi nei quali gli SCR sono impiegati in serie in un ramo di un circuito, é necessario prendere delle misure opportune per parzializza-

re questi transitori su tutti gli elementi che fanno parte del ramo. I metodi di parzializzazione sono trattati in dettaglio nel capitolo 6.

La problematica dell'utilizzazione dei rettificatori controllati nei circuiti plurifase, involve la necessità di temporizzare in modo opportuno i segnali di trigger a seconda del tipo di circuito di utilizzo e dell'angolo di fase richiesto. Per esempio, il circuito di figura 9.55 mostra il comune circuito a ponte trifase nel quale si controllano i rami che conducono direttamente mentre gli altri consistono di normali rettificatori a due terminali ovviamente non controllati. Questo tipo di circuito offre un controllo continuo da zero al 100% della sua tensione d'uscita CC quando é soggetto a trigger con un segnale che può essere slittato su 180 gradi elettrici, come si vede nella figura 9.56(a).

Il circuito descritto nel paragrafo 9.9.2 può dare il trigger richiesto. Se il segnale di trigger é fornito come si vede nella figura 9.56(b), ovvero con uno sfasamento di 120 gradi elettrici, il circuito controlla completamente la gamma che va dal 25% al 100% della piena potenza d'uscita sul carico. Un circuito in grado di compiere questa funzione é descritto nel paragrafo 9.9.1.

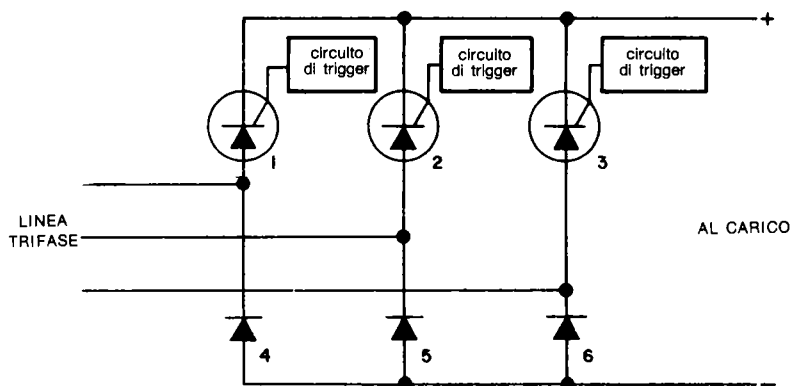



Figura 9.55: Ponte trifase con tre rami di controllo.

In taluni casi particolari può essere desiderabile controllare tutti e sei gli elementi di un circuito a ponte trifase. Per esempio, la funzione può essere utile per operare con la frenatura a controreazione di una macchina funzionante in CC, che entra in attività invertendo la tensione del campo o dell'armatura. In questi casi, i segnali di trigger sfasabili di 120 gradi elettrici devono essere applicati come si vede nella figura 9.56(c).

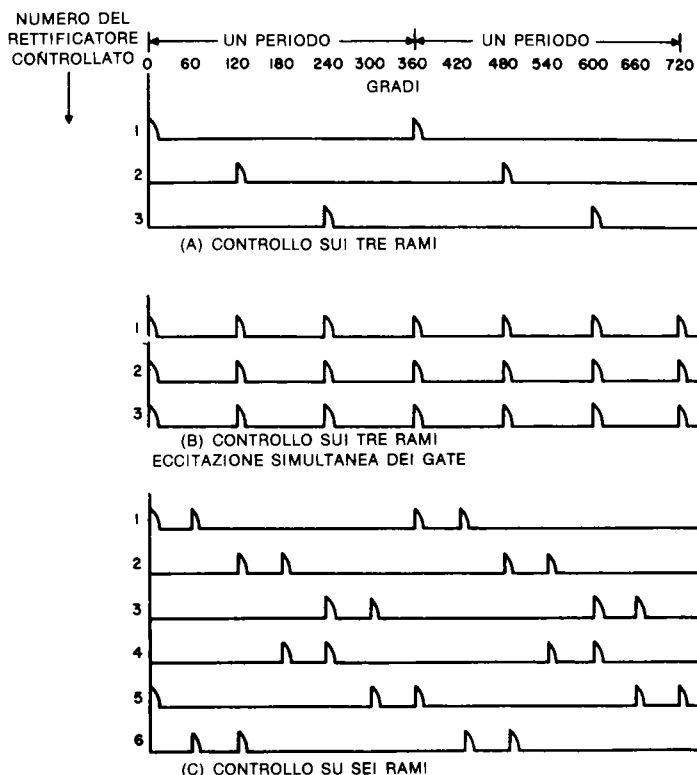



Figura 9.56: Impulsi di trigger per il ponte trifase.

9.9.1 - SEMPLICE CIRCUITO D'INNESCO A TRE FASI (CHE OFFRE IL CONTROLLO DAL 25% AL 100%)

Questo paragrafo descrive un semplice circuito a tre transistor che serve per l'innesco di altrettanti SCR, in modo da provvedere ad un controllo della CC d'uscita tramite un ponte trifase che regola dal 25% al 100% la massima tensione sul carico e può interromperla del tutto. Si prevedono dei sistemi per provvedere alla compensazione automatica delle fluttuazioni di rete e per gli sbilanciamenti di fase pur senza una controreazione ad anello chiuso.

Questa circuiteria é prontamente applicabile anche in quei casi nei quali sia tollerabile un controllo non perfettamente graduale che operi sull'intera gamma dallo zero al 100% della massima tensione di uscita in CC. Le sue caratteristiche principali sono la semplicità, il basso costo, la compattezza e la sicurezza di funzionamento. La miglior dote, comunque, é l'uscita simmetrica su tutte e tre le fasi senza alcuna necessità per sistemi adattatori o regolatori dei circuiti individuali, in più, il complesso non

é sensibile al fattore di potenza ed all'inversione di fase. Si presta all'adattamento ai circuiti di controreazione e non richiede alimentatori separati. Non utilizza componenti magnetici, come ad esempio, trasformatori impulsivi, ed altro.

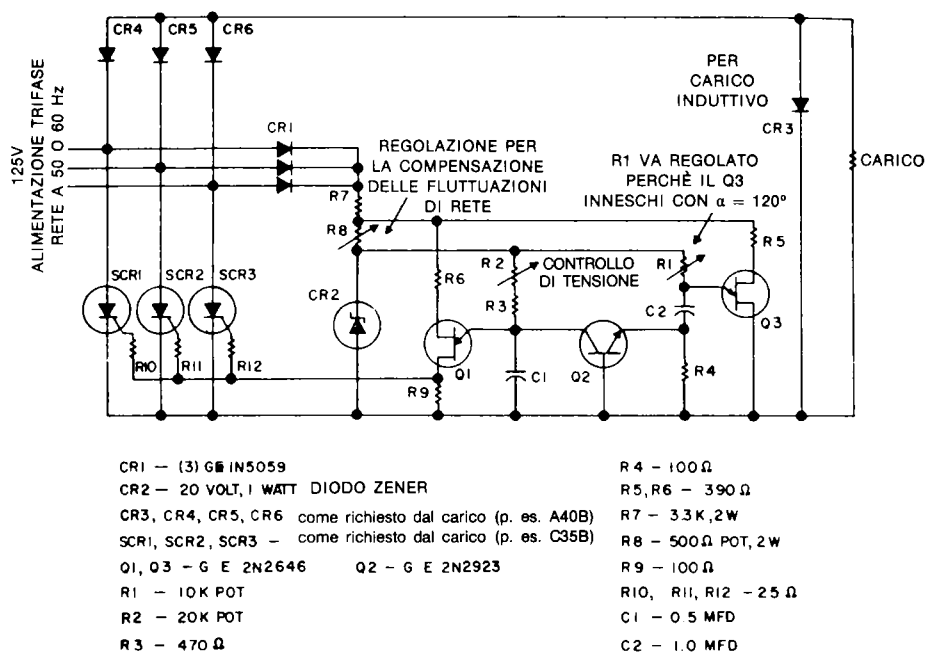



Figura 9.57: Semplice circuito d'innesco per il controllo trifase.

La figura 9.57 illustra il circuito completo d'innesco. Il CR_1 eroga la tensione positiva di rete al circuito di controllo tutte le volte che gli anodi degli SCR divengono positivi rispetto alla linea positiva generale. Questa tensione é tosata al valore di 20V dal regolatore zener CR_2 ed alimenta un oscillatore convenzionale unigiunzione a rilassamento, del tipo descritto dettagliatamente nel capitolo 4. R_2 controlla l'angolo d'innesco del Q_1, regolando la rapidità di carica del condensatore C_1. L'impulso di tensione che si sviluppa sulla R_9 quando l'unigiunzione Q_1 scarica il C_1, giunge simultaneamente ai gates dei tre SCR: SCR_1, SCR_2 ed SCR_3, tramite R_{10}, R_{11} ed R_{12}. Lo SCR che ha la tensione anodica più positiva nell'istante in cui giunge l'impulso al gate, a questo punto inizia a condurre.

Il circuito che comprende Q_2 e Q_3 impedisce al Q_1 d'innescare ad ogni angolo di ritardo maggiore di 120°. Se gl'impulsi di trigger sono ritardati oltre a 120°, la tensione d'uscita sale bruscamente al 100%, poichè nella fase seguente si ha l'innesco all'inizio del ciclo. Q_3, è un oscillatore UJT indipendente, che inizia il proprio ciclo di lavoro

contemporaneamente al Q_1. R_1 è regolato ad un valore fisso che fa sì che il Q_3 inneschi con un angolo leggermente minore di 120°. Vi sono due modi di funzionamento possibili:

1. Se il Q_1 innesca prima che l'angolo di ritardo $\delta = 120°$, fa innescare lo SCR la cui tensione anodica positiva produce la tensione interbase tramite un CR_1. L'innesco di tale SCR pone in corto la tensione che alimenta il circuito di controllo. La tensione interbase del Q_3, in tal modo cade a zero, sicchè l'UJT innesca e scarica il C_2 in preparazione del successivo ciclo. Questo è il modo di lavoro nel quale il Q_1 controlla la tensione CC d'uscita tra il 25% ed il 100% al massimo. Con questo tipo di funzionamento, Q_2 e Q_3 non hanno effetto sul funzionamento del ponte in maniera diretta.

2. Se il Q_1 è ritardato oltre a $\delta = 120°$, il Q_3 innesca scaricando il C_2 attraverso la giunzione base-emettitore del Q_2 (al che il dispositivo si satura) e scaricando il C_1 tramite il Q_2 medesimo. Questo metodo alternativo per scaricare il C_1 non porta impulsi ai gates degli SCR, e di conseguenza la tensione d'uscita rimane a zero.

Invece di regolare meccanicamente il potenziometro R_2, per ottenere il controllo della tensione d'uscita, è possibile impiegare un segnale elettrico, se si inserisce un transistore in serie allo R_2 medesimo, ovvero nel percorso di carica del C_1; in alternativa si può impiegare ancora un transistor che shunti il C_1. Ambedue i metodi sono facilmente impiegabili con i sistemi di controreazione descritti nel Capitolo 4 e nel paragrafo 9.5.

Il buon funzionamento di questo circuito, dipende dal fatto che il Q_3 mantenga il suo angolo d'innesco a poco meno di 120°. Per tale ragione, la base 2 dell'UJT Q_3 è connessa tramite R_5 ad un punto separato dalla tensione tosata e regolata dal CR_2, ovvero tramite la resistenza variabile R_8. In tal modo si mantiene il ciclo di temporizzazione del Q_3 fisso ad un punto poco prima dei 120°, quali che siano le variazioni normali di rete. Senza questa precauzione, una caduta di rete porterebbe il Q_3 all'innesco ad un angolo in qualche misura più grande dei 120° a causa del diverso andamento del fronte della forma d'onda tosata che giunge tramite la R_1. R_8 serve anche ad un'altra funzione molto utile. Collegando la base 2 del transistore unigiunzione Q_1 al lato superiore di R_8, si ha un marcato grado di regolazione della tensione CC d'uscita nei confronti delle fluttuazioni della rete CA. Se la tensione di rete sale, il valore interbase di polarizzazione, quindi il punto di picco della tensione di emettitore sul Q_1, sale in relazione alla regolazione di R_8. Siccome il circuito di carica dell'emettitore, tramite R_2 è connesso alla tensione regolata dal CR_2, l'angolo d'innesco è sfasato all'indietro e la tensione CC d'uscita rimane costante. Se avviene un calo nella rete, questo tipo di funzionamento anticipa l'angolo d'innesco per mantenere l'uscita costante. L'azione inerente è istantanea e non dipende dalle variazioni della tensione

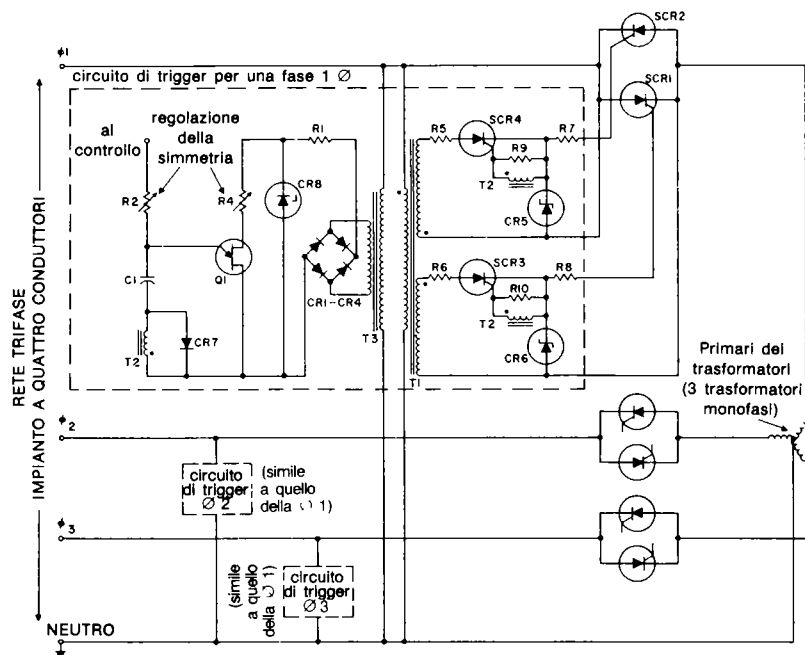
d'uscita per l'azione correttiva. Quando vi è un angolo di fase ineguale, il circuito contribuisce al bilanciamento ed in tal modo contribuisce a ridurre il ronzio della frequenza fondamentale nella CC. Siccome la compensazione data da R_8 non è costante in tutti gli angoli d'innesco, R_8 deve essere regolato per il miglior funzionamento al livello di tensione impostato.

Con un'alimentazione trifase a 115V, il circuito di figura 9.57 varia in continuità la tensione d'uscita CC (senza sbalzi) tra 40V e 150V, con un rapporto di 3,75 ad 1. È possibile anche spegnerlo completamente. Quando si hanno variazioni nella tensione di rete dell'ordine del 10%, R_8 deve essere regolato per l'erogazione di una tensione essenzialmente costante ad ambedue gli estremi dei valori di rete. Risulta dai dati di prova, con $R_8 = 350$ Ohm, con un carico di 10 Ohm e con l'impiego di SCR GE modello C35B, che per una variazione della tensione di rete da 130 a 100V, la tensione CC d'uscita varia solamente da 93V a 92V.

9.9.2 - CONTROLLO TRIFASE DALLA GAMMA DI REGOLAZIONE COMPLETA

La figura 9.58, mostra un circuito controllato in fase per convenzionali impianti elettrici trifasi a quattro fili. L'ingresso alimenta un trasformatore collegato opportunamente per il lavoro in trifase. Su ciascuno dei secondari del trasformatore sono connessi due SCR, ed il neutro è il neutro generale. I circuiti di trigger, che sono analoghi al modello impiegato nei sistemi monofase, sono connessi tra ciascuna fase ed il neutro. Per funzioni illustrative, un transistor unigiunzione è impiegato per dare il trigger agli SCR pilota. In tal modo, tutti e tre i circuiti di trigger possono essere controllati simultaneamente con una sola regolazione o con un segnale elettrico. Ciascun circuito unigiunzione è isolato dal relativo circuito di potenza tramite il trasformatore T_3. Ciò permette l'interconnessione dei circuiti UJT in qualunque punto che convenga. Diverse variazioni per il controllo dei tre sistemi unigiunzione da parte di un segnale "master" sono mostrati nella figura 9.59. Il tipo da preferire dipende dall'impiego e dal tipo di controllo manuale o elettrico, ed in più dall'ampiezza del segnale disponibile e dall'impedenza sulla quale si presenta.

Ciascun circuito unigiunzione prevede il proprio sistema di controllo per stabilire la simmetria di trigger tra le fasi. R_4, in tutti i circuiti, deve essere regolato in modo che tutti e tre gli unigiunzione inneschino alla stessa tensione di emettitore (la tensione presente sul C_1 e sul primario del T_2). Di poi, si deve regolare R_2 per l'esatto tracking delle tre fasi con un segnale di controllo singolo, per esempio il controllo erogato dal sistema manuale di figura 9.59(a).

Per ottenere un buon funzionamento, il circuito di figura 9.58 richiede delle correnti significative che circolino nella connessione del neutro, ed occorre dedicare molta cura al progetto delle connessioni che recano delle forti potenze; si deve dimensionarle adeguatamente. Questo circuito non funziona sull'intera gamma di tensioni se il

R1 – 3,3K, 5W
R2 – si veda la figura 9.59
R4 – 10K, 1W
R5, R6 – 22Ω, 2W
R7, R8 – 33 Ω, 2W
R9, R10 – 47Ω, 1/2W
C1 – 0,1 µF
Q1 – GE 2N2646
SCR1, SCR2 – come necessari per il carico
SCR3, SCR4 – GEC106F1
Diodi da CR1 a CR4 da 6V
CR7 – GE A14F
CR8 – zener da 16V

T1 – Trasformatore d'isolamento munito di secondari da 12,6V ed 1,4A. Il primario sarà adatto alla specifica tensione di rete
T2 – Trasformatore impulsivo modello PE 2229, H51 o equivalente
T3 – Trasformatore d'isolamento munito di secondari da 120V, 50 mA. Il primario sarà adatto alla specifica tensione di rete

Figura 9.58: Sistema di controllo trifase per impianti del genere "A quattro fili" che alimenta trasformatori collegati a DELTA (o a "STELLA").

(A) CONTROLLO MANUALE

CONTROLLO MANUALE

REGOLATORI DELLA SIMMETRIA

APPROSSIMATIVAMENTE 25-100V

10K

R2 250K

Q1

C1

T2

TRIGGER DELLA FASE 1 (Ø 1)

TRIGGER DELLA FASE 2 (Ø 2)

TRIGGER DELLA FASE 3 (Ø 3)

(B) CONTROLLO DIRETTO IN TENSIONE

REGOLATORI DELLA SIMMETRIA

TENSIONE DI CONTROLLO (0 — 100V)

R2 250K

Q1

C1

T2

TRIGGER DELLA FASE 1 (Ø 1)

TRIGGER DELLA FASE 2 (Ø 2)

TRIGGER DELLA FASE 3 (Ø 3)

(C) TRANSISTORE PNP

TENSIONE DI CONTROLLO (0 — 2V)

1K

GE-2N5354

REGOLATORI DELLA SIMMETRIA

25 VCC

R2 50K

Q1

C1

T2

TRIGGER DELLA FASE 1 (Ø 1)

TRIGGER DELLA FASE 2 (Ø 2)

TRIGGER DELLA FASE 3 (Ø 3)

(D) TRANSISTORE NPN CONTROLLO A BASSA TENSIONE

GE-2N5172

TENSIONE DI CONTROLLO (0 — 2V)

1K

REGOLATORI DELLA SIMMETRIA

25 VCC

R2 50K

Q1

C1

T2

TRIGGER DELLA FASE 1 (Ø 1)

TRIGGER DELLA FASE 2 (Ø 2)

TRIGGER DELLA FASE 3 (Ø 3)

Figura 9.59: Circuiti di controllo per il sistema trifase di figura 9.58.

trasformatore è connesso a delta. Il controllo, inoltre, non è graduale e progressivo se non vi è una buona connessione tra il neutro ed il trasformatore. In ciascuno dei due casi detti, si hanno degli sbalzi nella tensione sul carico, allorchè varia il segnale di controllo.

9.9.3 - L'IMPIEGO DEI CIRCUITI INTEGRATI PER CONTROLLO DI FASE NEI CIRCUITI TRIFASI

Impiegheremo ancora l'IC obsoleto, ma non del tutto in disuso PA436 come esempio basilare di controllo IC in fase per sistemi trifasi.

Poichè la maggioranza degli IC previsti per il controllo in fase hanno un sistema di compensazione termica incorporato, si dimostrano particolarmente utili per lavorare nei sistemi trifasi. In una gamma di 25°C, tre PA436 possono facilmente mantenere il regime di controllo entro 5 gradi elettrici. Tuttavia, nel caso del PA436, se vi sono piccolissime differenze rispetto ai dati tipici, vi possono essere notevoli asimmetrie tra gli angoli d'innesco positivi e negativi. Se si tratta di controllare carichi induttivi, quindi, è bene che il PA436 sia impiegato nei circuiti monofase.

La figura 9.60, comunque, mostra come il PA436 possa essere impiegato con la connessione del carico a delta. Per ottenere un controllo graduale e continuo, è necessario impiegare una combinazione SCR-Rettificatore, come si vede. Questa è necessaria, perchè una combinazione SCR-SCR, richiederebbe un impulso sul gate più prolungato, o una sequenza di trigger come quella che si vede nella figura 9.56(c), quando è impiegata in un sistema a "tre fili". Con il punto "0" connesso al neutro di impianto a "quattro fili" l'impiego di una coppia di SCR è di regola. Il neutro realizza un percorso per la corrente nel funzionamento con degli angoli di conduzione molto piccoli. Si descrive di seguito il circuito di controllo per l'ingresso di tre PA436. R_5 è impiegato per stabilire un neutro artificiale assieme al C_2 che produce una tensione tra fase e neutro che può essere impiegata come riferimento per il sistema.

La figura 9.61 mostra un'applicazione del PA436 in un circuito che alimenta un carico CC. Questo schema ha lo stesso stadio di controllo già utilizzato nel sistema trattato nel paragrafo 9.9.1, ma siccome si utilizzano tre sistemi di trigger separati, si ottiene un controllo molto lineare che va dal 3 al 97% della potenza totale. Si deve notare che i terminali 10 e 6 non sono collegati assieme. Questi reofori non sono collegati in comune con alcun altro PA436 e comunque devono sempre rimanere isolati. Siccome vi è una tensione diversa, nei due punti, il PA436 non può effettuare la suddivisione dell'ingresso e la temporizzazione necessaria per le tre fasi. È da notare ancora che l'ingresso di controllo al terminale 10 della fase 1 non è portato ai piedini corrispondenti delle fasi 2 e 3. Ciascun terminale 10 è ad un potenziale diverso dal terminale 6.

Possibilità di funzionare con carico induttivo, escludendo i primari dei trasformatori

Neutro artificiale o connessione per il quarto filo negli impianti che prevedono appunto quattro conduttori, R5 va regolato per una tensione di neutro uguale a zero.

Note: I regolatori del guadagno ed il riferimento non sono mostrati

CR1 ed SCR1 dovranno avere caratteristiche che si adeguino al carico ed alla tensione d'alimentazione

Figura 9.60: Controllo in fase del circuito trifase che regola la corrente di rete.

Note:

1. CR1, SCR1, CR4 devono avere caratteristiche adatte alla corrente di carico ed alla tensione d'alimentazione.
2. I regolatori del guadagno e del riferimento non sono mostrati.

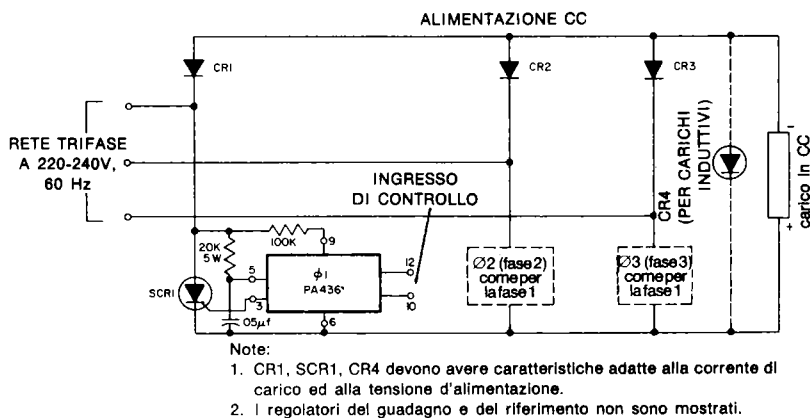
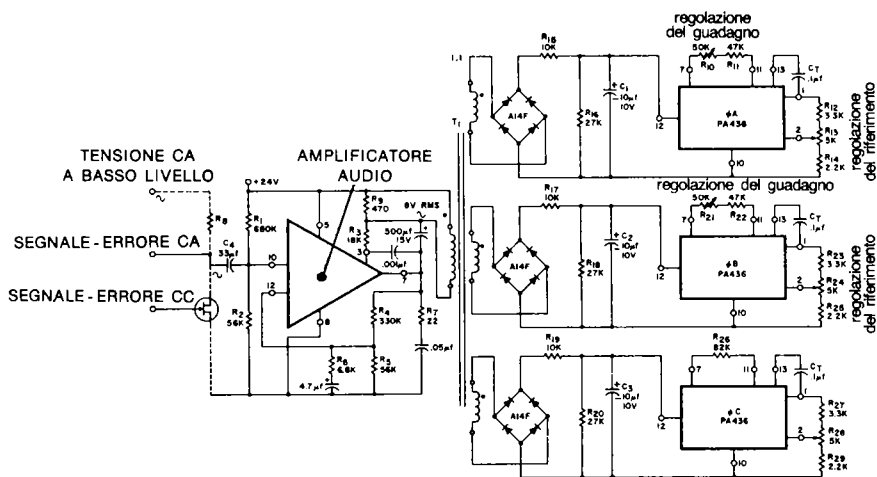



Figura 9.61: Alimentatore trifase in CC che utilizza gli IC PA436.

Per provvedere al controllo dei tre PA436 isolati, sono necessari tre alimentatori CC "fluttuanti". La figura 9.62 mostra un sistema per realizzare praticamente quanto detto. Il PA237 è un amplificatore CA ad alto guadagno dall'impedenza sufficientemente bassa per pilotare i tre alimentatori. Può essere pilotato direttamente da un segnale-errore CA oppure CC, che modula il riferimento CA per mezzo di un transistore ad effetto di campo. La costante del controllo di tempo è limitata dai filtri che sono necessari per i tre alimentatori indipendenti. Se si vuole ottenere una costante di tempo più breve per applicazioni ad anello chiuso, la frequenza di riferimento CA deve essere elevata. In tal modo si riduce la necessità di una ampia costante di tempo nei filtri RC per ciascun alimentatore e si ottiene la medesima azione di filtraggio.

Per essere certi che vi sia il giusto "tracking" tra l'angolo di trigger e le fasi, la regolazione del guadagno e del riferimento è necessaria per due fasi. I controlli sono mostrati per le fasi A e B con i potenziometri R_{10} ed R_{13} nella fase A, ed i potenziometri R_{21} ed R_{24} nella fase B.

Figura 9.62: Circuito di controllo fluttuante trifase che impiega un amplificatore di potenza per il controllo dei PA436.

I tre segnali fluttuanti possono essere potenziati da un PA436 e un triac SC 235D come è mostrato in figura 9.63. Il circuito usa PA236 in modo a fase singola che fornisce un controllo continuo e lineare dei segnali in tensione alternata dei tre segnali CC fluttuanti.

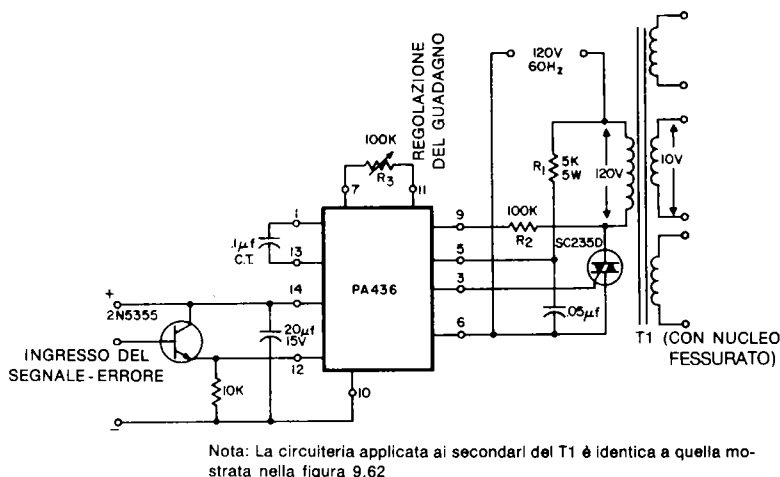



Figura 9.63: Circuito di controllo fluttuante trifase che impiega un PA436 per il controllo in fase.

Vi possono essere applicazioni nelle quali é desiderabile porre in comune gl'ingressi di controllo dei PA436 come si vede nella figura 9.64. In tal modo si ottiene un responso rapido per il controllo delle variazioni d'ingresso, ma in cambio é necessario impiegare tre trasformatori ad impulsi e tre trasformatori di controllo per ottenere la giusta temporizzazione CA.

La figura 9.64(a), così come si vede, mostra un circuito impiegabile solamente per carichi resistivi, poiché il sistema di interdizione d'uscita non valuta la tensione delle coppie di SCR. I circuiti mostrati nelle figure 9.64(b) e (c) servono anche per carichi induttivi, grazie all'accoppiamento per via luminosa tra la coppia di SCR ed i PA436. L'accoppiamento é ottenuto tramite una lampadina al neon connessa alle coppie degli SCR ed i sensori L14B che controllano i circuiti d'interdizione d'uscita dei PA436.

Il circuito mostrato nella figura 9.64(c) può essere adottato per controllare i primari dei trasformatori. La temporizzazione dell'angolo di trigger é forzata ad essere simmetrica nei semiperiodi positivi e negativi perché il PA436 "vede" solo i semiperiodi positivi erogati del ponte rettificatore. Di conseguenza s'impiegano dei circuiti identici per la temporizzazione relativa ad impulsi di trigger alternati. Siccome in tal modo si ha, appunto, un'ottima simmetria, non vi é alcuna componente CC impressa sul primario del trasformatore pilotato.

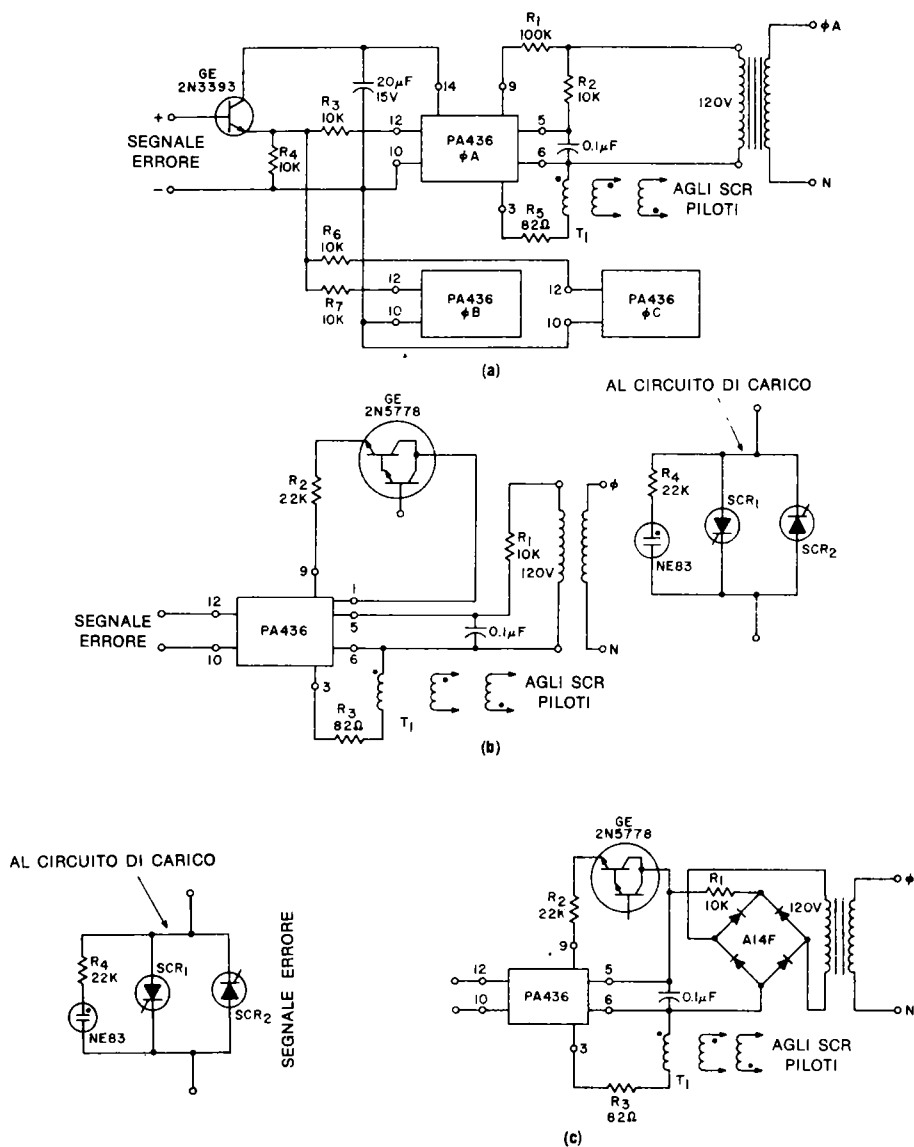



Figura 9.64: Variazioni dei circuiti plurifase impieganti il PA436 con ingresso comune.

BIBLIOGRAFIA

1. "An All Solid-State Phase Controlled Rectifier System," F. W. Gutzwiller, AIEE Paper 59-217, American Institute of Electrical Engineers, New York, N. Y., 1959.
2. "Phase-Controlling Kilowatts With Silicon Semiconductors," F. W. Gutzwiller, *Control Engineering,* May, 1959.
3. "Application of Silicon Controlled Rectifiers in a Transistorized High-Response DC Servo System," C. Cantor, AIEE CP 60-864, American Institute of Electrical Engineers, Summer General Meeting, June, 1960.
4. "Speed Controls for Universal Motors," A. A. Adem, General Electric Company, Auburn, N. Y., Application Note 200.47.
5. "Phase Control of SCR's With Transformer and Other Inductive AC Loads," F. W. Gutzwiller and J. D. Meng, General Electric Company, Auburn, N. Y., Application Note 200.31.
6. "Using the Triac for Control of AC Power," J. H. Galloway, General Electric Company, Auburn, N. Y., Application Note 200.35.
7. Semiconductor Controlled Rectifiers—Principles and Applications of p-n-p-n Devices, F. E. Gentry, et al., Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1964.
8. "Better Utilization of SCR Capability with AC Inductive Load," J. C. Hey, EDN, May, 1966 (also available as reprint from General Electric, publication 660.12).
9. "Solid-State Incandescent Lighting Control," R. W. Fox, General Electric Company, Auburn, N. Y., Application Note 200.53.
10. "Transistor Manual," 7th Edition, General Electric Co., Syracuse, N. Y.

CAPITOLO 10

SISTEMI DI CONTROLLO IN FASE PER MOTORI ELETTRICI

10.1 - Introduzione

Siccome il costo dell'energia elettrica di rete non é molto elevato, con tale energia si fanno funzionare diversi tipi di motore, e siccome il controllo in fase é il miglior sistema per regolare la velocità dei motori, non meraviglia il fatto che tali controlli siano tanto diffusi. Molti dei motori regolati per via elettronica non sono specificamente progettati per questo tipo di lavoro, ma sono impiegati lo stesso perché universalmente reperibili e poco costosi. Sovente la semplicità dei circuiti di controllo deriva proprio dalle caratteristiche dei motori, quindi vi sono circuiti adatti solo ad un certo modello di motore, e che non funzionano bene con altri. È da considerare che anche il miglior circuito di controllo é solo una parte di un complesso sistema, e che può dare cattivi risultati se non lo si osserva inserito nella sua applicazione completa.

Molti motori hanno le loro caratteristiche basate su di una data velocità singola, e risultano ben raffreddati solamente alla velocità indicata. Se si prova a far funzionare tali motori ad una velocità più bassa, possono nascere dei problemi da surriscaldamento. In certi casi, anche la lubrificazione dei cuscinetti o delle boccole può risultare insufficiente alle velocità limitate. La presenza di armoniche dispari nella forma d'onda che proviene dal controllo elettronico, può produrre degli effetti parassitari nei motori ad induzione. Il rapporto tra velocità e potenza di un particolare motore ad induzione può divenire completamente diverso, con l'impiego di un controllo elettronico, quindi la relativa curva può essere, in tal modo, privata di ogni attendibilità e significato pratico. Alcuni controlli per motori cosiddetti "universali", per il funzionamento hanno una stretta dipendenza con il magnetismo residuo delle strutture di tali propulsori, e questa é una caratteristica che i venditori di motori più o meno inavvertitamente, tendono a minimizzare.

Tutti questi problemi potenziali sono messi in evidenza per suggerire al progettista di prendere contatto con chi costruisce un dato motore, prima di studiare un controllo, e di accertarsi che le caratteristiche del propulsore si adattino al circuito ipotizzato.

L'impiego di un motore perfettamente adatto al controllo, assicura la massima versatilità nelle applicazioni ed un ottimo lavoro. Per esempio, un controllo previsto per un bruciatore, compensato termicamente, può consentire l'impiego di un motore più piccolo con gli stessi risultati. Inoltre, un solo tipo di motore standard può essere impiegato per funzioni molto diverse in varie macchine, se lo si controlla opportunamente per via elettronica. In certi casi, quando tramite il regolatore elettronico s'imposta la massima velocità di rotazione, si ha la potenza più elevata anche senza che il motore sia progettato per sopportare una sovratensione, sicché é possibile fare delle notevoli economie durante la costruzione dei motori.

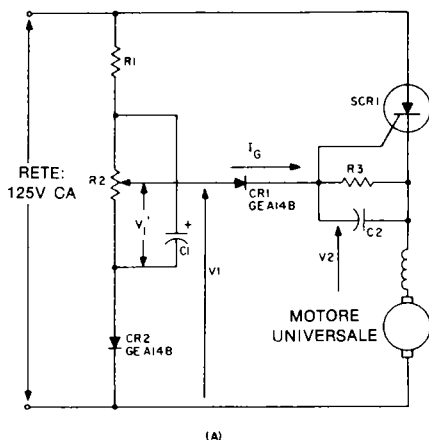
10.2 - Il motore a spazzole controllato tramite la EMF "di ritorno"

Poiché un circuito possa regolare la velocità di un motore, deve in qualche modo "avvertire" il regime di rotazione. Il modo più semplice per ottenere questo tipo d'informazione, almeno nel caso dei motori a spazzole, é valutare la EMF prodotta dal motore durante il tempo d'interdizione dello SCR di controllo. Nei casi dei motori che impiegano un avvolgimento di eccitazione shunt separato, e dei motori a magneti permanenti, la EMF é direttamente proporzionale alla velocità di rotazione. Nei motori collegati in serie, il campo non é energizzato nello stesso istante, ed il magnetismo residuo deve dar luogo alla EMF che deve essere impiegata dal circuito. Sfortunatamente, il magnetismo residuo appartiene ormai alla storia dell'evoluzione del motore elettrico, cosicché la tensione vista dal circuito non é solo funzione pura della velocità.

In questi circuiti, comunque, si devono prendere adeguate precauzioni perché il notevole rumore generato dalle spazzole non possa interferire con il funzionamento del circuito.

10.2.1 - CONTROLLO IN FASE A SEMIONDA, PER MOTORI ELETTRICI "UNIVERSALI"

I motori elettrici cosiddetti "universali" sono impiegati in una infinità di apparecchi domestici ed industriali. Forniscono energia ai frullatori, agli arnesi portatili come trapani, pialletti, levigatrici, agli aspirapolvere e ad altri dispositivi che impieghiamo tutti i giorni. I circuiti di controllo che descriviamo di seguito, hanno l'effetto di una presa continuamente variabile sugli avvolgimenti di questo genere di propulsore.

Gli schemi a semionda che si vedono nelle figure 10.1, 10.3 e 10.4 forniscono al motore un semiperiodo CC. Per poter ricavare anche la massima velocità dal motore, é necessario che il detto sia progettato per una tensione di circa 80V, se la rete é a 125V, e per 170V se la rete é a 220-240V. La vita operativa delle spazzole del motore può essere abbreviata rispetto a quella che si ha nel funzionamento ad onda intera, in CA.

POTENZA DEL MOTORE

	Bassa: sino ad 1A di targhetta	Media: sino a 3A di targhetta	Elevata: sino a 15A di targhetta
R2	10K 1W	10K 2W	1K 2W
R1	47K 1/2W	47K 2W	3,3K 2W
R3	1K 1/2W	1K 1/2W	150K 1/2W (opzionale)
C1	0,5 μF 50V	0,5 μF 50V	10 μF 50V
C2	0,1 μF 10V	0,1 μF 10V	0,1 μF 10V (opzionale)
SCR1	GE C106B	GE C118B	GE C233B

Nota:
Per il funzionamento a 220V, 50/60 Hz, si deve raddoppiare il valore della R1 ed impiegare semiconduttori previsti per il funzionamento ad almeno 400V (SCR e diodi).

Figura 10.1: Controllo per motore universale collegato in serie munito di controreazione.

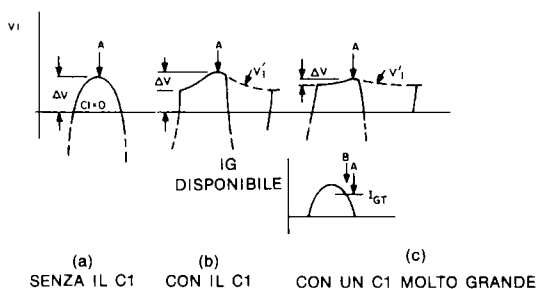



Figura 10.2: Forme d'onda nella figura 10.1.

I tre circuiti a semionda mostrati, impiegano la EMF residua che appare ai terminali del propulsore per l'erogazione di una maggior potenza se la velocità tende a calare, a causa del maggior carico frenante impostato sull'albero. Questa EMF dipende dal magnetismo residuo del motore, che é determinato dalla struttura del circuito magnetico e dalle caratteristiche intrinseche del ferro impiegato. Per essere certi che il controllo scelto funzioni bene, ci si deve accertare che il motore abbia un magnetismo residuo sufficiente. Per maggiori informazioni si può consultare la bibliografia 1.

Il circuito di figura 10.1 funziona comparando la EMF che appare ai terminali del

motore, V_2, con una tensione di riferimento generata dal circuito, V_1. Se il condensatore C_1 non é presente, la tensione V_1 risulta dal divisore di tensione formato dalla R_1 e dal potenziometro R_2. La corrente circola in questo ramo del circuito solo durante il semiperiodo positivo, a causa della presenza del CR_2. La tensione al punto V_1 é quindi un semiperiodo sinusoidale che ha il massimo valore nel punto "A" (figura 10.2(a)). Se la EMF residua é più grande di questo valore massimo (il motore ruota più velocemente di quanto prefissato), il CR_1 riceve una polarizzazione inversa, lo SCR non é sottoposto a trigger e non alimenta il motore. Non appena il motore rallenta, e la sua EMF cala, il valore V_2 diviene più piccolo di quello V_1 nel tempo "A"; in tal modo attraverso il CR_1 circola una corrente, che polarizza il gate dello SCR_1 dandogli di nuovo il trigger. La velocità alla quale il CR_1 conduce, può esser variata regolando il potenziometro R_2, che varia l'ampiezza della V_1. È da notare che il più piccolo impulso di potenza che può essere applicato al motore é un quarto di ciclo, visto che il punto più ritardato in cui lo SCR può innescare é quello di picco del semiperiodo CA.

Se il motore é sottoposto ad un carico meccanico forte, per cui la sua velocità decresce, il tempo nel quale la V_1 diviene più grande della V_2 interviene prima nel ciclo, ed in tal modo lo SCR innesca prima ed offre una maggior potenza al motore. Se tuttavia il motore é solo leggermente caricato mentre gira a bassa velocità, la potenza ottenibile su di un quarto di ciclo può essere sufficiente per far variare in notevole misura la velocità del motore. Se il funzionamento é in queste condizioni, però, può servire un certo numero di cicli prima che lo SCR inneschi con regolarità di nuovo. Si ha allora un funzionamento transitorio "instabile" che applica potenza "a scatti" al motore, e quest'ultimo emette un preoccupante rumore formato da una serie di battiti che sembrerebbero denunciare un guasto, in effetti inesistente.

Per diminuire questo problema, il più piccolo incremento di potenza, deve essere diminuito da un quarto di ciclo a quel valore che basta appena appena per compensare la perdita di potenza da parte del motore su ogni ciclo. Proprio per tale ragione si aggiunge al circuito il C_1. La tensione sul condensatore assume una forma sinusoidale durante il semiperiodo positivo. Questa tensione é slittata in fase con un ammontare che é determinato dalla costante di tempo del circuito, e durante il semiperiodo negativo decade con un andamento esponenziale.

La figura 10.2(b) mostra i risultati sulla V_1. Si possono osservare due effetti principali. Il primo é che il punto di trigger "A" é ritardato, ed in tal modo si ha una considerevole riduzione nel più piccolo aumento della potenza. Il secondo, é che la variazione della V_2 necessaria per passare dalla minima potenza alla massima, ΔV, é ridotta, dando luogo ad un controllo più preciso. Se si aumenta il valore del C_1, si hanno i risultati visibili nella figura 10.2(c). Come si nota, il punto di trigger "A" si sposta ancora un poco indietro e la ΔV diviene ancora più piccola. Si deve comunque stare attenti a non spingersi troppo in questa direzione, perché con un aumento eccessivo del C_1, si ha una diminuzione nella ΔV troppo pronunciata ed un aumento nel guadagno del sistema che può dar luogo ad instabilità ed al fenomeno che si voleva evitare!

È importante che il livello d'impedenza del sistema formato da R_1, R_2 e C_1 sia abbastanza basso da fornire la corrente necessaria per dare il trigger allo SCR senza un fenomeno di carico indebito. Si vede nella figura 10.2(c) che la corrente del trigger approssima un semiperiodo, con il picco a 90°. Se la corrente necessaria per dare il trigger allo SCR é la I_{GT} che si vede, l'ultimo punto di trigger possibile sarà il "B" e non lo "A", come risulta evidente analizzando la forma d'onda.

In molti casi, un buon funzionamento alle velocità basse senza specifiche critiche per la corrente di gate che produce l'innesco, si può ottenere solo con dei sistemi a bassissima impedenza, ma in tal caso la potenza delle resistenze e l'ingombro del condensatore divengono proibitivi, anche per ragioni di costo. In tali casi, si può impiegare un sistema di trigger a bassa tensione; per esempio un SUS che funziona come amplificatore per il gate: figura 10.3. L'impiego del SUS nel circuito consente l'impiego di elementi dall'impedenza più elevata, quali R_1, R_2 e C_1, quindi di parti più piccole e dal minor costo. In questo circuito la tensione di riferimento V_1 supera la EMF V_2 del valore di breakover del SUS_1, e tale valore può andare da 8 a 10V. Quando il SUS_1 innesca, scarica il C_1 nel gate, dando un forte impulso di corrente per il trigger dello SCR_1. Ciò elimina qualunque necessità di selezionare lo SCR per la corrente di trigger del gate, ed elimina qualunque dipendenza circuitale e modifica in relazione allo SCR che si vuole impiegare.

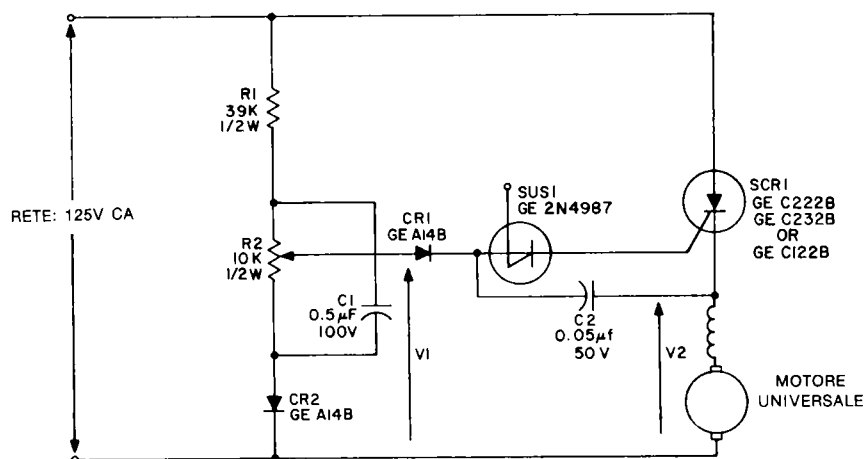



Figura 10.3: Controllo della velocità per motori universali collegati in serie munito di trigger SUS e di controreazione.

Un altro metodo per rendere meno critiche le caratteristiche del trigger nei confronti delle prestazioni, é mostrato nella figura 10.4. Anche questo circuito impiega la EMF come segnale di pilotaggio in controreazione, ma il bilanciamento del sistema é

ottenuto in modo completamente diverso. Il blocco circuitale compreso nel tratteggio, comprende un circuito a rampa modificata a coseno e piedistallo molto simile a quello descritto nel paragrafo 9.5.2. In questo sistema, R_4 ed R_5 formano il piedistallo con R_2 e R_3 ed erogano la corrente di rampa. Come é detto nel capitolo 4, il transistore unigiunzione programmabile, Q_1, ha uno "standoff ratio" variabile che é determinato dal divisore della tensione del gate, che, per questo circuito, consiste delle resistenze R_6 ed R_7.

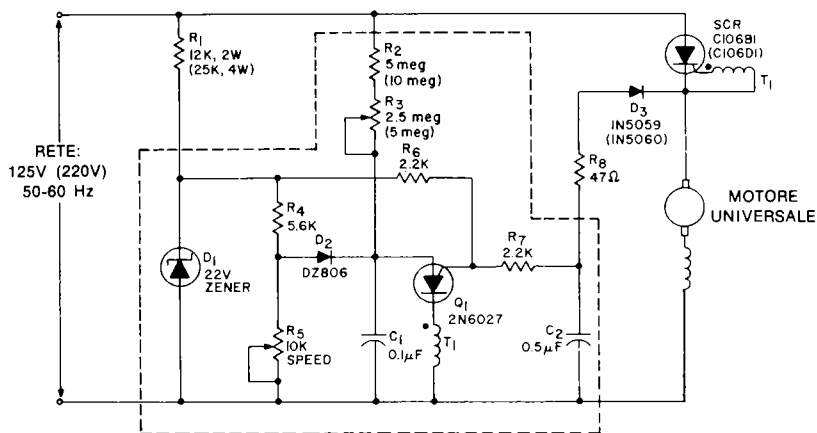



Figura 10.4: Controllo della velocità per motori universali munito di transistor unigiunzione programmabile e funzionante sul principio della controreazione.

Il sistema funziona come ora diremo. All'inizio del semiperiodo positivo, lo zener blocca la corrente sino a che il valore di tensione non giunge a 22V. Durante la prima parte del ciclo, il condensatore C_1 é caricato ad una tensione determinata dal divisore R_4, ed R_5. Nello stesso tempo, la tensione sul C_2 aumenta. Quando la tensione sul C_2 eguaglia la EMF, più la tensione di caduta diretta del D_3, il diodo conduce e limita la tensione del C_2 a tale valore. Si nota che se la velocità del motore varia, il livello detto varia a sua volta con la velocità. Quando la tensione sul condensatore C_1 supera quella del gate del Q_1, il Q_1 innesca e dà il trigger allo SCR trasferendo la carica del condensatore C_1 al gate dello SCR tramite il trasformatore ad impulsi T_1. Come si osserva, se la velocità é più bassa di quella desiderata, l'angolo d'innesco avanza a causa del piedistallo più elevato, ed al contrario, se la velocità é troppo elevata l'angolo di trigger é ritardato.

10.2.2. - CONTROLLO AD ONDA INTERA PER MOTORI UNIVERSALI CONNESSI "IN SERIE"

La figura 10.5 mostra il circuito di un controllo ad onda intera che regola la velocità dei motori che necessitano della connessione separata dell'armatura del motore e dell'avvolgimento di campo. Il rettificatore ad onda intera, fornisce l'alimentazione all'avvolgimento di campo connesso in serie, allo SCR_1, all'armatura ed alle R_1-R_2. Basilarmente, il circuito funziona sugli stessi principi di quello di figura 10.1(a), utilizzando la EMF fornita dall'armatura come segnale di pilotaggio in controreazione. Quando il motore inizia a ruotare, la SCR innesca non appena la tensione di riferimento sul ramo della R_2 supera la caduta diretta del CR_1 e la caduta tra gate e catodo dello SCR_1. Il motore, in tal modo acquista velocità, ed ovviamente quando la EMF fornita cresce, la velocità del motore può essere regolata tramite R_2 nella stessa maniera del circuito di figura 10.1(a).

Corrente del motore	SCR	CR2-5
6 A 25A	C22B or C122B C32B	A15B A44B/A45B

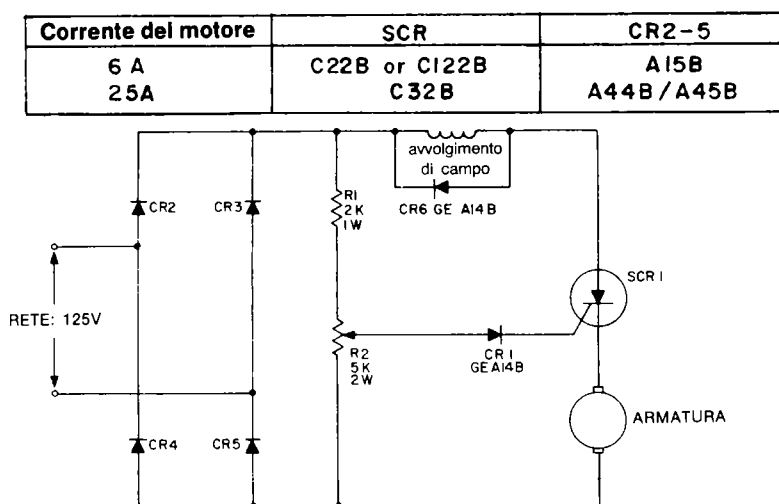



Figura 10.5: Controllo per motore alimentato in CC con rettificatore ad onda intera munito di controreazione.

Uno dei difetti di questo circuito, é che alle basse regolazioni di velocità, la tensione tra anodo e catodo dello SCR può non divenire negativa per un tempo sufficiente ad ottenere lo spegnimento dello SCR a causa della EMF troppo ridotta. Quando ciò avviene, il motore riceve la piena alimentazione nel ciclo successivo, ed inizia il "funzionamento a strappi" già descritto. Un'altra limitazione di questo circuito, é che lo SCR_1 non può essere innescato in modo consistente ad oltre 90°. Un condensatore collegato ad R_2 non risolve il problema perché non vi é slittamento in fase rispetto al riferimento, visto che l'alimentazione é in corrente continua, a causa della rettificazione ad onda intera.

10.2.3 - SISTEMA DI CONTROLLO PER MOTORI MUNITI DI AVVOLGIMENTO DI SHUNT ED A MAGNETE PERMANENTE

Il motore in CC ad avvolgimento di shunt può essere utilizzato assai bene con il controllo elettronico della velocità, ed é possibile ottenere una regolazione ben graduale su di una gamma molto ampia. La velocità di un motore provvisto di avvolgimento di shunt é già costante di base, rispetto al carico applicato all'albero, ed in tal modo il controllo della velocità di rotazione può essere ottenuto controllando la tensione applicata all'armatura. L'impiego di un piccolo avvolgimento di compensazione posto in serie tende a mantenere la velocità indipendente in modo virtuale rispetto al carico (o allo sforzo, come si preferisce). Analogamente, tramite l'informazione che deriva dalla velocità, si può controllare la tensione sull'armatura in modo da ridurre le variazioni nella velocità sotto carico.

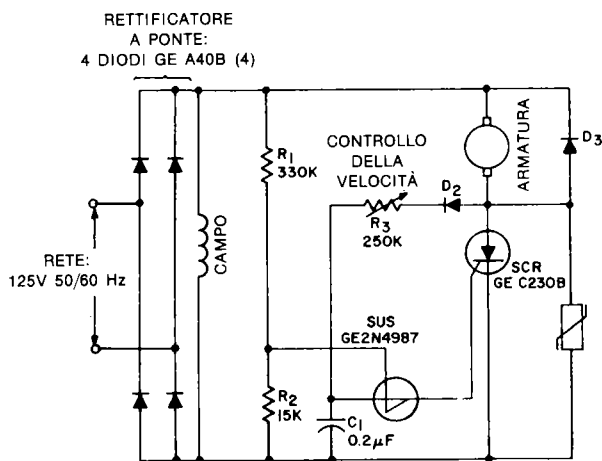



Figura 10.6: Controllo della velocità per motore 1/2 Hp, 125V del tipo con avvolgimento di shunt.

La figura 10.6 mostra un controllo della velocità a stato solido semplice ed a basso costo per i motori muniti di avvolgimento di shunt CC. Questo circuito impiega un ponte per il funzionamento con la rettificazione ad onda intera. L'avvolgimento di campo é connesso in permanenza all'uscita CC del ponte. La tensione dell'armatura é invece fornita tramite lo SCR ed é controllata facendo innescare lo SCR medesimo su diversi punti del semiperiodo; ovviamente, lo SCR disinnesca al termine di ciascuna semionda. Il rettificatore D_3 serve quale percorso di scarica per la corrente dell'energia accumulata nell'induttanza dell'armatura durante il periodo in cui lo SCR rimane disinnescato. Senza il D_3 la corrente circolerebbe nello SCR e nel ponte rettificatore, impedendo al diodo controllato di disinnescare.

All'inizio di ciascun semiperiodo lo SCR é nello stato di disinnesco, ed il condensatore C_1 inizia a caricarsi tramite la corrente che circola nell'armatura, il rettificatore D_2 ed il potenziometro R_3. Quando la tensione presente sul C_1 giunge al livello di breakover del SUS, quest'ultimo innesca ed il gate dello SCR é raggiunto da un impulso che avvìa lo stato di conduzione. In tal modo, l'armatura del motore é alimentata per la parte rimanente del semiperiodo. Alla fine di ciascun semiperiodo, C_1 é scaricato dall'innesco del SUS, dalla resistenza R_1 e dalla corrente che circola tramite R_1 ed R_2. Il tempo necessario perché C_1 raggiunga la tensione d'innesco del SUS determina l'angolo di fase al quale lo SCR é portato nella conduzione, ed a sua volta, il valore é determinato da quello della R_3 e dalla tensione ai capi dello SCR. Siccome la tensione ai capi dello SCR é l'uscita del ponte rettificatore meno la EMF in parallelo all'armatura, la carica del C_1 é parzialmente dipendente da tale EMF, quindi alla velocità di rotazione del motore. Se il motore gira ad un regime moderato, o basso, la EMF sarà bassa, e la tensione applicata al circuito di carica, elevata. In tal modo, il tempo necessario per giungere all'innesco dello SCR decresce, quindi aumenta l'alimentazione applicata all'armatura e si compensa il carico meccanico (interpretabile anche come freno meccanico) visto dal motore.

L'energia accumulata dall'induttanza dell'armatura dà come risultato una corrente che circola nel rettificatore D_3 per un breve periodo all'inizio di ciascun semiperiodo. Durante questo tempo, la EMF proveniente dall'armatura non appare, quindi la tensione sullo SCR é uguale alla tensione d'uscita del rettificatore a ponte. La durata del tempo perché tale corrente cessi, e perché appaia la EMF sull'armatura, é determinata sia dalla velocità che dalla corrente dell'armatura. Alle velocità basse, ed alle più elevate correnti dell'armatura, il rettificatore D_3 rimane nella conduzione per un periodo di tempo più prolungato all'inizio di ciascun semiperiodo. Questo comportamento, provoca la carica più rapida del condensatore C_1, quindi anche la compensazione che é sensibile sia alla corrente nell'armatura che alla velocità di rotazione.

Il circuito, così com'é mostrato, é in grado di provvedere ad un'ampia gamma di regolazioni di velocità. Il segnale di controreazione ricavato dalla velocità di rotazione e dalla corrente dell'armatura migliora le già buone caratteristiche di regolazione che sono tipiche del motore in oggetto.

Un altro circuito che funziona in maniera analoga é quello di figura 10.7. Il vantaggio dato da questo schema, é che per i motori che hanno una corrente di campo inferiore a 4A, per i diodi del ponte, bastano dei normali elementi con montaggio a vitone, abbastanza economici, visto che i diodi D_3 e D_4 portano solo la corrente di campo. Il secondo vantaggio, che probabilmente é anche più significativo, é che gli SCR utilizzati, in nessuna condizione possono "saltare" l'interdizione periodica.

Nello schema, SCR_1 ed SCR_2 conducono la corrente a semiperiodi alterni, ma ricevono il trigger da un circuito unico. Ciascuno degli SCR, di conseguenza, sopporta

metà della corrente imposta al corrispettivo elemento dal circuito di figura 10.6. I diodi D_1 e D_2 conducono sia la corrente dell'armatura che quella di campo, mentre, come é stato appena detto, D_3 e D_4 conducono solo la corrente di campo. Per delle correnti sino ad 1,5A si possono impiegare dei diodi GE A14B; per correnti sino a 4,5A sono più adeguati i modelli GE A15B. Un vantaggio offerto dai modelli indicati, é che hanno i terminali a forma di reoforo, o filo, e che non necessitano di particolari radiatori per montaggio a pressione e simili. È comunque necessario prevedere un elemento dissipatore nei punti di unione dei collegamenti.

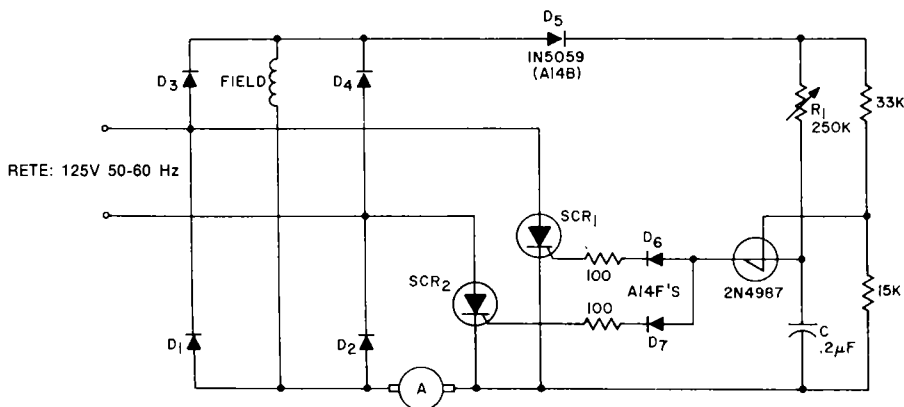



Figura 10.7: Controllo della velocità di motori shunt o PM impiegante DUE SCR.

In questo circuito, il basso valore della controreazione richiesta per il tipo di motore a shunt, è ricavata valutando la EMF presente sull'armatura. La EMF in controreazione, é posta nel percorso di carica del condensatore C, sicché la carica é ritardata di un certo ammontare di tempo che é proporzionale alla EMF.

L'induttanza dell'avvolgimento di campo di un motore shunt, in genere é piuttosto grande, ed in tal modo, occorre un intervallo di tempo significativo perché la corrente di campo sviluppi il suo normale valore, dopo che il motore é in funzione. In genere, é desiderabile prevenire che l'alimentazione sia applicata all'armatura prima che la corrente del campo abbia raggiunto un valore approssimativamente normale. Questo tipo di inizio del funzionamento senza sovvracarichi può essere facilmente aggiunto al complesso: si veda il Capitolo 9 e la Bibliografia 2.

Il circuito descritto é molto semplice, ma la regolazione ricavabile é già abbastanza buona, dell'ordine del 10%. Se occorrono delle prestazioni nettamente migliori, serve un sistema contagiri a controreazione che é trattato nel paragrafo 10.4.3, e che può sostituire il circuito di trigger.

10.3 - Controllo della velocità di rotazione per motori a spazzole. Senza reazione ad anello

In vari casi, non si rivela necessario regolare la velocità di rotazione ad un valore mantenuto fisso. Quando le caratteristiche del carico sono relativamente fisse, o hanno un massimo stabilito, o quando il pilotaggio del motore é solo una parte di un sistema servocomandato più grande, si piò impiegare un sistema di controllo dei giri diretto, senza regolazione reazionata dalla EMF o tachimetrica o di altra specie. Nella maggioranza dei casi, i regolatori della velocità non reazionati, consentono notevoli risparmi rispetto ai modelli più complessi.

10.3.1 - SISTEMA DI CONTROLLO DELLA VELOCITÀ A MEZZA ONDA PER MOTORI UNIVERSALI, SHUNT ED A MAGNETE PERMANENTE

La figura 10.8 mostra uno dei più semplici e meno costosi sistemi di controllo a mezza onda. Impiega uno SCR ed un minimo di parti. Il sistema in serie R_1, P_1 e C_1 dà un segnale slittato in fase al bulbo al Neon che pilota lo SCR. Quindi, variando la regolazione del potenziometro P_1, il segnale per il gate dello SCR é slittato in fase rispetto alla tensione d'alimentazione, per farlo innescare in vari punti del semiperiodo positivo CA. La V_c fa innescare il bulbo al Neon sia nei semiperiodi negativi che positivi. I semiperiodi negativi possono essere trascurati visto che non hanno influenza sull'uscita, considerando che nello stesso momento l'anodo dello SCR é negativo.

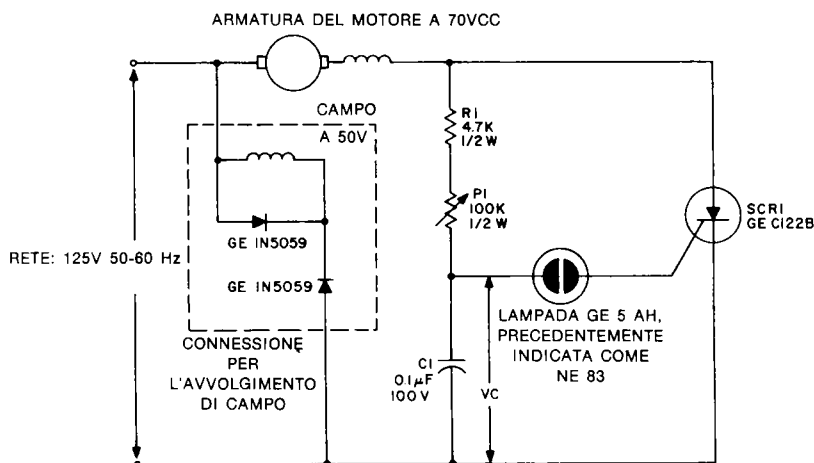



Figura 10.8: Controllo a semionda privo di controreazione (munito di trigger a lampada al neon).

Sostituendo la lampadinetta al neon con un dispositivo appositamente previsto per dare il trigger, come ad esempio un Diac (il modello GE ST2), o un interruttore unilaterale al silicio (SUS: per esempio il modello GE 2N4987), le prestazioni e la sicurezza di funzionamento del circuito di figura 10.8 possono essere migliorate considerevolmente, perché i sistemi di trigger allo stato solido sono prima di tutto più stabili ed uniformi, poi più duraturi dei bulbetti al Neon. Inoltre, a causa della bassa tensione di trigger, questi sistemi a stato solido danno luogo ad una gamma di lavoro molto più ampia di quella ottenibile con un sistema a gas. I valori del sistema di sfasamento R-C possono essere incrementati per compensare i limitati valori d'innesco di questi dispositivi.

10.3.2 - SISTEMA DI REGOLAZIONE IN CA AD ONDA INTERA PER MOTORI UNIVERSALI

Siccome i motori universali in genere sono progettati per funzionare con la rete a 50 oppure 60 Hz, é possibile realizzare un semplice sistema di controllo diretto con il circuito che appare nella figura 10.9, che é del tipo ad onda intera, a slittamento di fase. Circa il funzionamento di questo circuito, i dettagli sono esposti nel capitolo 9.

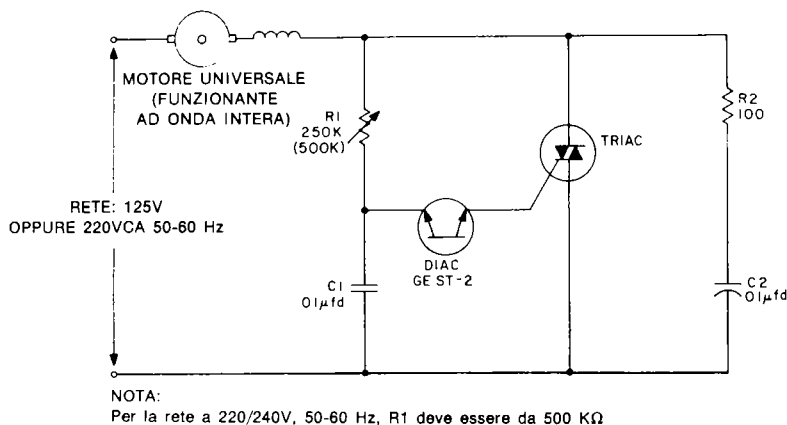



Figura 10.9: Controllo non stabilizzato, CA, ad onda intera, per motore universale (circuito di base).

10.3.3 - SISTEMA DI PILOTAGGIO PER MOTORI CC AD ONDA INTERA

Gli SCR possono essere ottimamente impiegati per alimentare sia l'armatura che il campo dei motori in CC, come abbiamo già visto in precedenza.

Un circuito che permette il controllo totale di un motore, con l'inversione e l'asservimento, appare nella figura 10.10. Si prevede l'impiego di due SCR connessi con il catodo comune (SCR_2 ed SCR_3) e di due SCR con gli anodi in comune (SCR_1 ed SCR_4). In questo circuito gli SCR_2 ed SCR_3 sono controllati tramite l'UJT Q_1, mentre l'altra coppia, SCR_1 ed SCR_4 é controllata tramite l'UJT Q_3. Il transistor limitatore, Q_2 sincronizza il trigger del Q_3 alla tensione anodica degli SCR_1 ed SCR_4.

Il potenziometro R_1 può essere impiegato per regolare la polarità e l'ampiezza della tensione d'uscita sul carico. Con R_1 posto al centro, nessuno degli UJT giunge al punto di trigger, e sul carico non appare alcuna tensione. Se si sposta a sinistra il cursore dello R_1, Q_1 ed i suoi SCR iniziano ad innescare. Alla posizione sinistra estrema dello R_1, sul carico vi é la piena tensione. Se si muove a destra il cursore di R_1, rispetto al centro, avviene un funzionamento analogo, ma inverso.

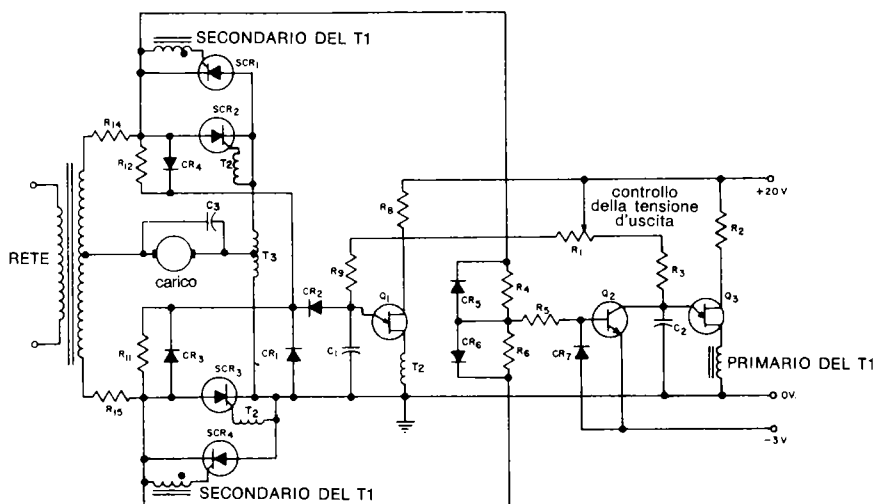
Se il carico é un motore CC, invertendo bruscamente il verso di rotazione di R_1, può avvenire un fenomeno di "tamponamento" che si estrinseca con forti ed anche pericolose vibrazioni del motore, udibili dall'esterno. Le resistenze R_{14} ed R_{15} sono collocate in serie con le uscite del secondario del trasformatore per evitare una corrente distruttiva nel caso che un transitorio di tensione dia il trigger a più SCR simultaneamente. Il reattore di commutazione T_3 ed il condensatore C_3 limitano la dv/dt quando una coppia di SCR tende ad agganciare l'altra.

R1 ______ 100 K potenziometro lineare
R2, R8 ______ 470 OHMS, 1/2 WATT
R3, R9 ______ 2700 OHMS, 1/2 WATT
R4, R6 ______ 10K, 2 WATTS
R5 ______ 4700 OHMS, 1/2 WATT
R11, R12 ______ 2200 OHMS, 2 WATTS
R14, R15 ______ 2 OHM, 500W o meno,
in relazione alla potenza del carico
C1, C2 ______ 0.2 MFD
SCR1, SCR2, SCR3, SCR4 ______ SCR della GE
(le relative caratteristiche in tensione dipendono dalle tensioni presenti al secondario del trasformatore)
CR1, CR2, CR3, CR4, CR5, CR6 ______ GE IN5060
CR7 ______ GE A14F
Q1, Q3 ______ GE 2N1671A
Q2 ______ GE GES 2222
T1, T2 ______ PE2231, SPRAGUE 11Z13 o equivalenti
T3 e C3 a seconda delle necessità del carico

Figura 10.10: Controllo reversibile ad onda intera.

10.3.4 - SISTEMA DI PILOTAGGIO SERVOMOTORE CON INVERSIONE DEL SENSO ROTATORIO, MUNITO DI PONTE BILANCIATO

Un sistema sfasatore per servomotori che eroga un'alimentazione reversibile, a semionda, per i motori a shunt o a magnete permanente, può essere realizzato con una circuiteria più semplice di ciò che sarebbe immaginabile, grazie agli SCR. Ad esempio la figura 10.11, riporta un sistema del genere molto efficace. Il controllo dell'alimentazione consiste di due circuiti a semionda collegati in antiparallelo: SCR_1, CR_1; ed SCR_2, CR_2. Questi ricevono il trigger dal transistor unigiunzione Q_1, sia nel semiperiodo negativo che positivo della tensione di rete, in relazione al verso di sbilanciamento del ponte che deriva dal valore dell'elemento sensibile R_1. Tale R_1 può essere in pratica una fotoresistenza, un termistore, un potenziometro o addirittura l'uscita di un amplificatore di controllo.

Il potenziometro R_8 va regolato in modo tale, che la polarizzazione in CC dell'emettitore del transistor unigiunzione Q_1, rimanga appena al di sotto del valore di picco al quale l'UJT é soggetto a trigger, con una differenza che dipende dal tratto di riposo che si vuole ottenere. Quando R_1 eguaglia R_2, il ponte si bilancia. In questa situazione il Q_1 (UJT) non innesca, quindi all'uscita non si ha alcuna tensione ed il carico non é alimentato. Se il valore della R_1 aumenta, il ponte risulta sbilanciato, un segnale CA appare all'emettitore dello UJT ed allora l'emettitore medesimo risulta polarizzato al di sopra della tensione di trigger durante un semiperiodo della CA. In tali condizioni il Q_1 innesca, e così anche lo SCR_2. Se il valore della R_1 diminuisce, si ha un funzionamento analogo per lo SCR_1, e la tensione ai capi del carico risulta inversa.

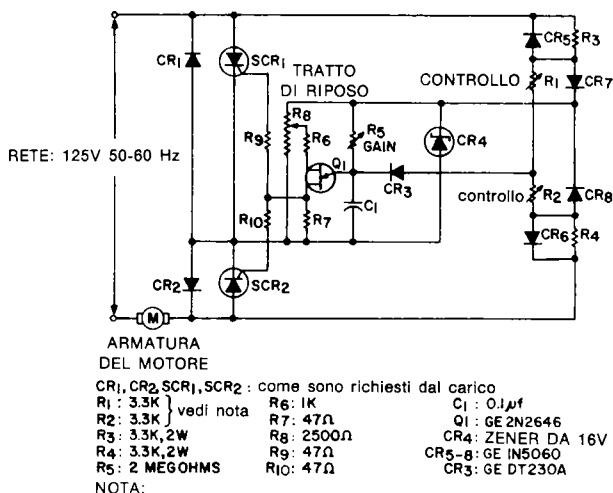



Figura 10.11: Controllo per servomotore con avvolgimento shunt munito della possibilità d'inversione di moto, a ponte bilanciato.

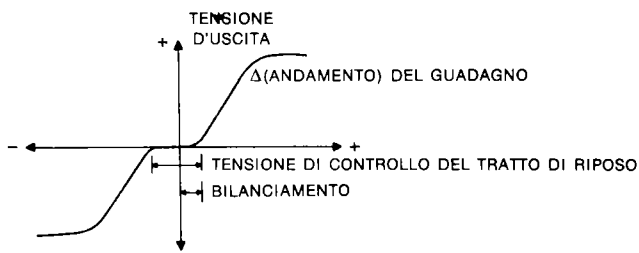
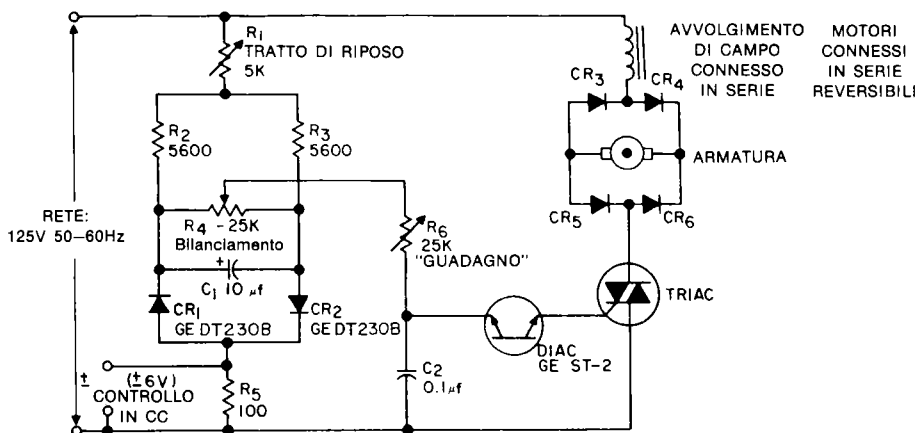
Se invece di un motore a shunt si deve impiegare un servomotore con avvolgimento-serie, é possibile mettere in opera un circuito come quello che si vede nella figura 10.12. In quest'altro, il triac riceve il trigger sia nelle semionde positive che in quelle negative. Siccome l'armatura é collegata al centro di un ponte, la tensione relativa é indipendente dalla polarità del segnale che innesca il triac. Al contrario, la corrente dell'avvolgimento di campo, é invertita ogni volta che il triac muta polarità di trigger. Il sistema di controllo prevede regolatori separati per tutti i parametri principali: guadagno, bilanciamento, tratto di inattività, ed ha un ingresso per tensioni analogiche di controllo. Se lo si desidera il potenziometro che regola il bilanciamento, può essere sostituito con una coppia di trasduttori fotoresistivi o da due potenziometri posizionatori.

Corrente del motore	Diodi da CR_3 a CR_6	triac
1.5 A	A14B	SC141B
4.5 A	A15B	SC141B
4.5 A	A40B / A41B	SC251B

Figura 10.12: Ponte bilanciato che permette l'inversione del moto per motori mu di avvolgimento-serie di campo.

10.4 - Il controllo dei motori ad induzione

Vi é una grande varietà di motori ad induzione, ed in ciascuna serie vi sono modelli dalle caratteristiche molto diverse. Talune di queste caratteristiche possono rendere inadatto un tale motore al controllo per via elettronica, in fase. La difficoltà più evidente, è che un motore a induzione tende ad essere più sensibile alla frequenza che alla tensione, mentre i controlli a sfasamento producono una tensione variabile, ma dalla frequenza fissa. Se un motore di questo tipo non é specificamente progettato per il controllo in fase, il progettista, di base, può aver addirittura esaltata questa tendenza, per ottenere un'autoregolazione più pronunciata.

Si deve quindi applicare il controllo elettronico a quei motori, nella gamma, che si dimostrano il più possibile sensibili alle variazioni di tensione. Il pilotaggio a tensione variabile dei motori ad induzione é comunque un compromesso dettato da criteri economici; se però lo si applica a motori adatti può risultare molto soddisfacente, se pure vi sono le limitazioni dette. In verità, un regolatore a frequenza variabile sarebbe superiore, nella maggioranza dei casi, ma senza dubbio risulterebbe molto più costoso di un controllo in fase. Alcune informazioni sugl'invertitori a frequenza variabile che possono essere impiegati, sono riportate nel Capitolo 1, Volume 2.

Certi tipi di motore ad induzione, e particolarmente quelli a divisione di fase ed avviamento a condensatore, necessitano di un avvolgimento commutato di messa in moto commutabile. Siccome vi é una notevole differenza nel momento torcente, quando il sistema di avviamento é inserito e disinserito, é impossibile controllare la velocità del motore nelle transizioni da un tipo di funzionamento all'altro. Ciò significa che quando si aumenta la potenza di avviamento tramite l'interruttore anzidetto, il punto di commutazione é al di sotto della gamma di velocità che possono essere controllate con il sistema elettronico, e che comunque, i due dispositivi non possono non interferire.

Un'altra importante considerazione é il fattore di potenza del motore. Un motore dotato di un fattore induttivo molto elevato, necessita di un elevato grado di sofisticazione nel sistema di controllo per evitare tutti i problemi legati al controllo in fase di carichi induttivi. Questo argomento é trattato nei dettagli nel paragrafo 9.6.

10.4.1 - SISTEMI DI CONTROLLO NON REAZIONATI

A differenza dal motore a spazzole, quello ad induzione non dà indicazioni elettriche relative alla sua velocità. Per alcune applicazioni come il controllo di ventilatori, la regolazione diretta della tensione, senza automatismi che controllino il numero di giri può dare delle prestazioni abbastanza soddisfacenti. Un esempio é il circuito della figura 10.9 quando è impiegato con un motore che impiega lo sfasamento a condensatore o con i poli schermati. La necessità di scegliere un controllo opportuno é

meglio spiegata dalla figura 10.13. Nel caso che la resistenza del rotore sia bassa, figura 10.13(a), si vede che variando la tensione si ha un mutamento nella velocità relativamente ristretto. Al contrario, con i motori che hanno un rotore dalla resistenza elevata (figura 10.13(b)), si possono avere dei risultati soddisfacenti.

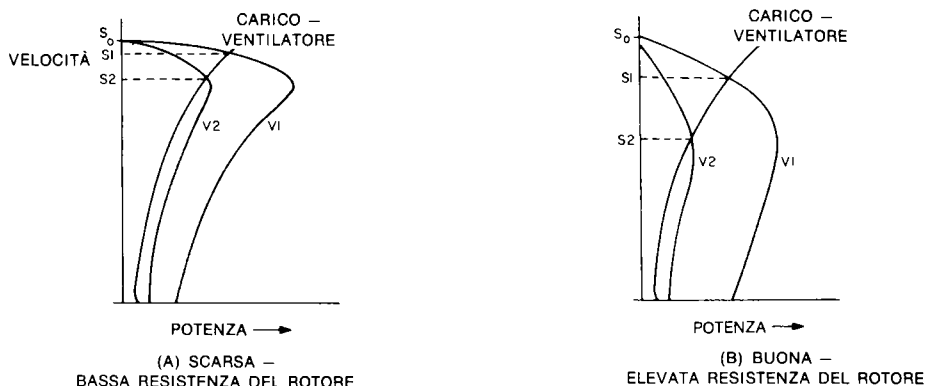



Figura 10.13: Curve della velocità e potenza dei motori a induzione per l'impiego con carichi del genere ventilatore.

10.4.2 - LA CONTROREAZIONE INDIRETTA

Spesso, il problema della regolazione della velocità dei motori ad induzione può essere superato ben vedendo l'applicazione nel suo assieme. Per esempio, consideriamo come possa essere concepito il sistema di controllo di un motore che serve in un sistema di essiccazione ad aria calda. In questo caso, ciò che veramente interessa, non é la velocità del motore, ma la temperatura dell'aria, e questo tipo di analisi porta al concepimento di un circuito del tipo che si vede nella figura 10.14.

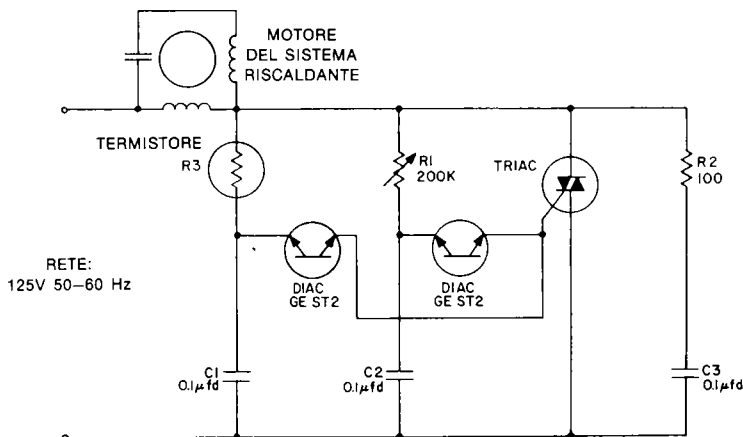



Figura 10.14: Sistema di controllo per un riscaldatore a ventola.

In questo, il termistore R_3 avverte la temperatura dell'aria ed in base a questa regola l'alimentazione applicata al motore. Il potenziometro R_1 e l'intero sistema di controllo in fase serve per regolare la velocità minima di rotazione, cioé ad assicurare la circolazione continua dell'aria calda e la normale lubrificazione dei cuscinetti del motore.

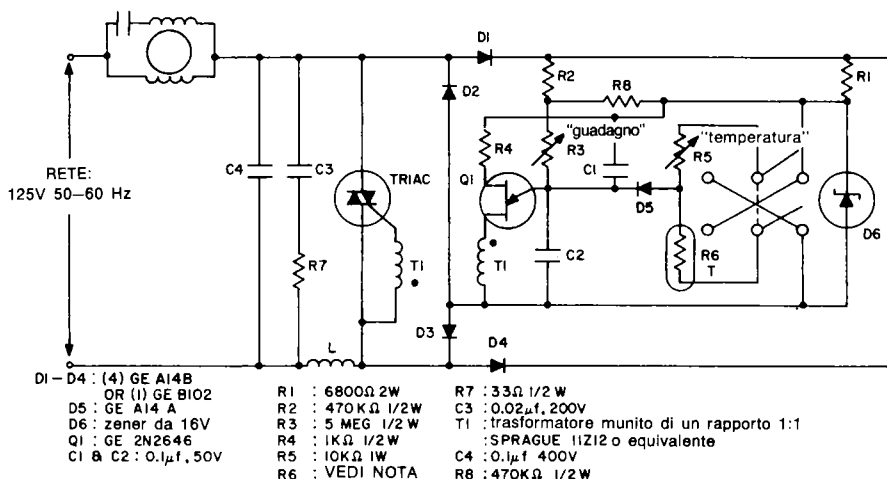
La figura 10.15 mostra un esempio di circuito di controllo più sofisticato, in grado di dare un guadagno di regolazione più ampio. Il dispositivo può essere impiegato per controllare la velocità del motore in relazione alla temperatura dell'aria di un ambiente, per essiccatori, o per condizionatori.

NOTA:
Come lo si vede in alto, il circuito è previsto per applicazioni relative al riscaldamento. Nelle applicazioni relative al raffreddamento, R6 ed R5 vanno interscambiate. R6 sarà un termistore dalla resistenza compresa tra 3KΩ e 5KΩ alla temperatura desiderata. Il regolatore della temperatura R5 deve essere aggiustato in modo da dare luogo al pieno funzionamento per la compensazione della temperatura rilevata dal termistore R6. Il controllo di "guadagno" R3 serve a disattivare il dispositivo (velocità zero) allorché non serve più alcuna correzione della temperatura, cioé quando si è raggiunta la temperatura che serve sul termistore R6.

Figura 10.15: Controllo in temperatura della velocità per motori TSC e simili.

Si tratta di un sistema a rampa e piedistallo indicato per il funzionamento con tutti i tipi dei motori ad induzione, e che dipende unicamente, per il pilotaggio, dal responso del termistore. Il circuito include la soppressione del rumore RF e della dv/dt.

10.4.3 - IL CONTROLLO DELLA REGOLAZIONE DELLA VELOCITÀ DEI MOTORI AD INDUZIONE

Se si vuole proprio regolare direttamente la velocità dei motori ad induzione, mantenendola ad un livello prefissato, é necessario mettere in opera un sensore della medesima, che può essere rappresentato da un piccolo generatore tachimetrico. Un generatore del genere può essere realizzato facilmente, in modo poco dispendioso, visto che non occorre una grande precisione. In più, la curva di funzionamento del motore può essere resa molto sensibile nei confronti della tensione, come si vede nella figura 10.13(b). Un motore come quello di figura 10.13(a) é certo più difficile da regolare in maniera stabile.

La figura 10.16 mostra lo schema a blocchi generale di un controllo tachimetrico. Per passare ad un circuito pratico, serve un regolatore a rampa e piedistallo, con le opportune considerazioni dettate dal carico induttivo (come si é visto nella figura 9.35), e si deve combinare questo sistema con la circuiteria d'ingresso che si nota nella figura 10.17. Lo schema é relativo a generatori tachimetrici CA che erogano da 4 a 6V. La costante di tempo di R_1-C_2, é scelta per dare un filtraggio adeguato alle più basse velocità previste che corrispondono alle frequenze più limitate del tachimetro. Il sistema può essere applicato anche ai controlli plurifase, ed anche ai sistemi di pilotaggio per motori CC.

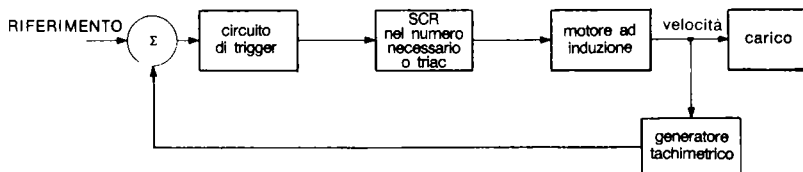



Figura 10.16: Schema a blocchi di un sistema di controllo tachimetrico della velocità per motore ad induzione.

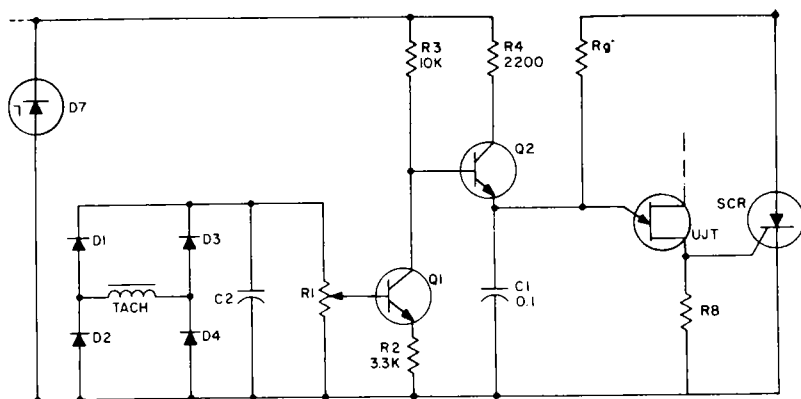



Figura 10.17: Generatore tachimetrico connesso ad un circuito di trigger a rampa e piedistallo.

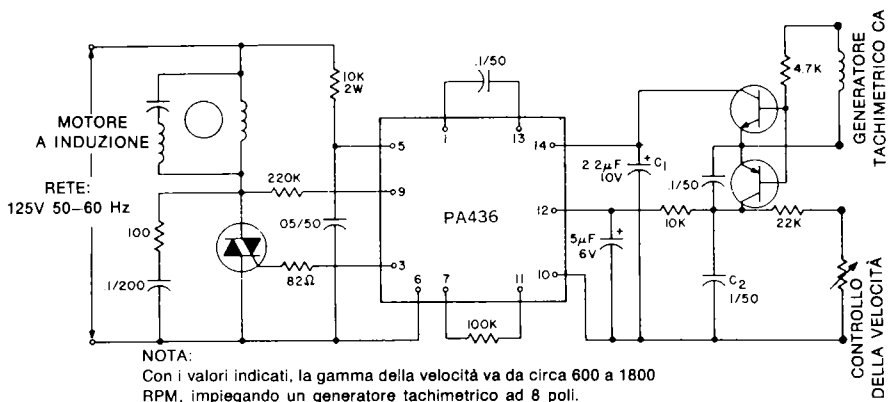



Figura 10.18: Regolatore della velocità di un motore ad induzione che utilizza un 1C PA436 ed un circuito tachimetrico dipendente dalla frequenza.

Per ottenere delle prestazioni più elevate, é possibile impiegare un IC controllato in fase. Sia i generatori tachimetrici CC, che CA, possono dare informazioni utili per il controllo della velocità. La figura 10.18 mostra lo schema elettrico completo di un controllo di velocità che utilizza un generatore tachimetrico CA. Tutte le volte che la tensione erogata dal generatore diviene positiva, i condensatori C_1 e C_2 sono caricati, e durante i semiperiodi negativi il C_1 si scarica. Il potenziometro di controllo della velocità, regola anche la scarica del C_2, quindi la tensione che si presenta al terminale 12 del PA436. Per verificare nei dettagli il funzionamento dell'IC nel controllo in fase dell'alimentazione, si può rivedere il paragrafo 9.7.

La figura 10.19, mostra due altri tipi di connessione che possono essere impiegate con il PA436. In queste connessioni, é importante che la tensione d'uscita del generatore tachimetrico sia proporzionale alla velocità ed abbia un valore di almeno 4V alla velocità minima.

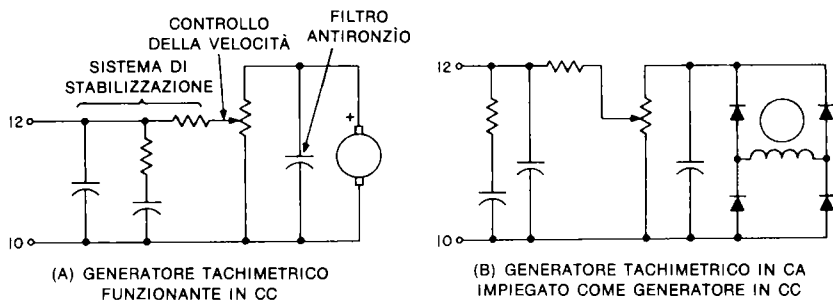



Figura 10.19: Altri circuiti d'ingresso per il collegamento di un generatore tachimetrico ad un PA436.

10.5 - Alcune altre possibilità di controllo per motori

Oltre al controllo della velocità, con l'impiego dei semiconduttori é possibile mettere in opera altre funzioni di regolazione.

Una delle più semplici, tra queste funzioni, é impiegare dei triac come interruttori senza parti in movimento per il rimpiazzo dei vecchi sistemi contatori. La figura 10.20, mostra una coppia di triac che sono utilizzati per far ruotare nei due sensi un motore ad induzione. S_1 ed S_2 possono essere dei piccoli interruttori "reed" ad ampolla, ed é possibile dare il trigger ai triac con una enorme varietà di altri sistemi. Un'altra applicazione interessante, é realizzare un sistema d'interruzione allo stato solido, munito di un adatto trigger, che sorvegli la temperatura del motore e lo spenga se durante il funzionamento si giunge ad un surriscaldamento pericoloso a causa di un carico eccessivo o per altre ragioni.

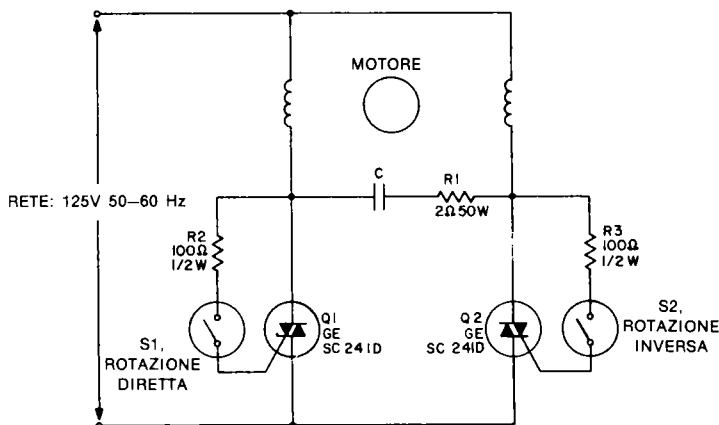



Figura 10.20: Sistema a TRIAC che permette di far ruotare nei due sensi un motore del tipo con avviamento a condensatore.

Nel circuito indicato poco sopra, é importante che i triac abbiano delle tensioni di lavoro appropriate. È da notare, che se uno dei due triac conduce, l'altro deve bloccare una tensione che é più grande di quella di rete, a causa della risonanza che interviene tra gli avvolgimenti del motore e la capacità "C". Come regola pratica generale, la tensione del triac deve essere perlomeno una volta e mezzo quella di lavoro del condensatore.

Il secondo punto che riguarda il circuito di figura 10.20, é che la R_1 deve essere dimensionata correttamente per esser certi che un triac sia ben interdetto mentre l'altro conduce, infatti occorre limitare la corrente di spunto della scarica del condensatore ad un limite di sicurezza.

10.5.1 - STARTERS MONOFASI PER MOTORI AD INDUZIONE

In vari casi, un motore con avviamento capacitivo deve funzionare all'inizio con una frequenza nella tensione d'alimentazione più elevata del normale, o senza generare assolutamente archi; per esempio in tutti quei casi nei quali nei pressi del motore vi sono vapori esplosivi, gas e simili. In tutte queste situazioni, l'interruttore meccanico deve essere sostituito con un triac. Il gating del triac ed il disinnesco, possono essere realizzati in varie maniere.

La forma più semplice per realizzare un sistema servorelais a triac, é mostrata nella figura 8.1(a).

Un circuito più versatile é mostrato nella figura 10.21; questo prevede l'innesco del triac tramite la corrente del motore che circola nel primario di un piccolo trasformatore impulsivo. Non appena il motore acquista velocità, la corrente decade, il triac disinnesca e non alimenta più l'avvolgimento di avvìo del motore. Una possibile variazione é sostituire il trasformatore impulsivo con una piccola bobina pickup, che può essere montata accanto all'uscita dell'avvolgimento del motore. In tal modo si ottiene un segnale assai più preciso per la conduzione del triac.

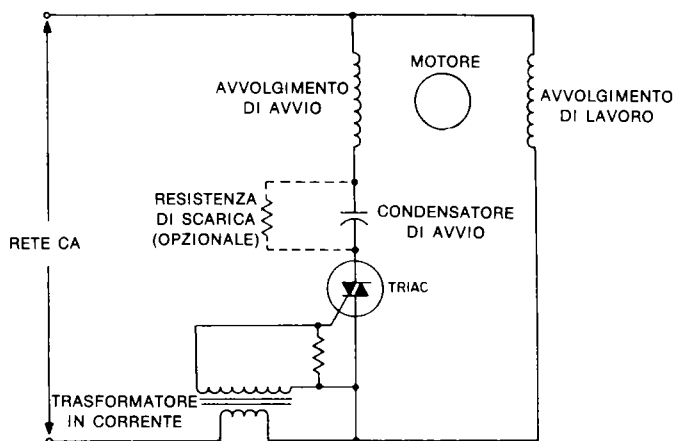



Figura 10.21: Sistema di avviamento a TRIAC per motore.

Se si utilizza un generatore tachimetrico per misurare la velocità del motore, il segnale all'uscita può essere utilizzato quale trigger per il triac. Con questo tipo di circuiteria, la velocità di disinnesco può essere stabilita con maggior precisione anche se é al di fuori della gamma comunemente prevista.

BIBLIOGRAFIA

1. "Speed Control for Universal Motors," A.A. Adem, General Electric Company, Auburn, New York, Application Note 200.47.
2. "Speed Control for Shunt-Wound DC Motors," E. Keith Howell, General Electric Company, Auburn, New York, Application Note 200.44.
3. "Phase Control of SCR's With Transformer and Other Inductive AC Loads," F. W. Gutzwiller and J. D. Meng, General Electric Company, Auburn, New York, Application Note 200.31.
4. "Using the Triac for Control of AC Power," J. H. Galloway, General Electric Company, Auburn, New York, Application Note 200.35.

Il manuale, mantenendo un'impostazione pratica, oltre che teorica, rappresenta una buona guida alle applicazioni per tutti i progettisti, studenti, insegnanti e sperimentatori che utilizzano o utilizzeranno questa famiglia di dispositivi a semiconduttore. (L'SCR è il più importante componente nel campo della conversione delle alte potenze elettriche e nei sistemi di controllo). Cercando di mantenere la trattazione, per quanto possibile, concisa e soprattutto chiara, al fine da costituire un utile riferimento di base per tutta la materia inerente, il lettore viene portato a prendere familiarità con questa famiglia di componenti e a comprenderne le potenzialità e i limiti. Vengono affrontati non solo i circuiti e i dispositivi "consumer", cioè di largo impiego, ma anche quelli "militari", in cui affidabilità e prestazioni costituiscono i parametri fondamentali.

Cod. 612 P ISBN 88-7056-115-1

L. 24.000

GRUPPO
EDITORIALE
JACKSON

MANUALE DEGLI SCR

TRIAC E ALTRI TIRISTORI

57